



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

TESIS DOCTORAL

Procedimiento de Modelado basado en el Análisis de la Respuesta en Frecuencia y aplicación en Transformadores Trifásicos de Potencia para su Caracterización y Diagnóstico.

Autor:

Carlos González García

Director/es:

Dr. Jorge Pleite Guerra

DEPARTAMENTO de TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

Leganés, 9 de enero de 2012

TESIS DOCTORAL

Procedimiento de Modelado basado en el Análisis de la Respuesta en Frecuencia y aplicación en Transformadores Trifásicos de Potencia para su Caracterización y Diagnóstico

Autor: Carlos González García

Director/es: Dr. Jorge Pleite Guerra

Firma del Tribunal Calificador:

Firma

Presidente: Dr. Juan Carlos Burgos Díaz

Vocal: Dr. José Marcos Alonso Álvarez

Vocal: Dr. Guillermo Aponte Mayor

Vocal: Dr. Eduardo Pilo de la Fuente

Secretario: Dr. Pablo Zumel Vaquero

Calificación:

Leganés, 9 de enero de 2012

Resumen

El Análisis de la Respuesta en Frecuencia es una técnica de diagnóstico contrastada para la detección de defectos en el transformador de potencia. Sin embargo hasta el momento no se dispone de un procedimiento de análisis de resultados que permita la toma de decisiones para el mantenimiento de forma concluyente.

El uso de un modelo del transformador como herramienta de análisis constituye una de las alternativas más prometedoras para la obtención de un diagnóstico conciso y objetivo. Existen numerosos trabajos en este ámbito, pero ninguno ha conseguido cumplir con los requisitos necesarios para constituir una alternativa definitiva.

Motivado por esta carencia, el trabajo de investigación desarrolla en primer lugar un Procedimiento de Modelado general para el transformador trifásico. En segundo lugar, la aplicación del Procedimiento sobre el transformador de núcleo trifásico tipo columna de dos arrollamientos genera un Modelo que es validado con las medidas experimentales de un transformador prototipo (véase descripción en anexo A.V) y 5 transformadores reales. Por último, el análisis del modelo obtenido permite la interpretación de las medidas del ensayo de la Respuesta en Frecuencia y la obtención de criterios generales de diagnóstico.

El proceso de investigación comienza con la identificación de objetivos, establecidos en el Capítulo 1 y el diseño de la metodología a seguir.

Continúa con una revisión del estado de la técnica, contenida en el Capítulo 2 donde se analizan las diversas alternativas de modelado, los modelos existentes y las dificultades a solventar.

En el Capítulo 3 se expone la solución particular para el diseño del Procedimiento de Modelado y el punto de partida, basado en el Modelo de Pleite.

En el Capítulo 4 se desarrolla la Estructura del Modelo, basada en un circuito equivalente modular de parámetros concentrados y obtenida a partir del Principio de Dualidad.

En el Capítulo 5 se desarrolla el Procedimiento de Cálculo de Parámetros mediante el cual se obtiene el valor de los parámetros eléctricos que constituyen el circuito del modelo y que serán los encargados de ajustar su respuesta a la medida real del transformador. El algoritmo de cálculo de valores está basado en un proceso de optimización mediante el cual se busca el menor error de ajuste entre la respuesta simulada del modelo y la medida del transformador.

En el Capítulo 6 se finaliza la aplicación del Procedimiento de Modelado mediante la validación del modelo obtenido a partir de la comparación de resultados experimentales en el transformador prototipo y 5 transformadores utilizados en la industria.

El proceso de investigación finaliza con la obtención de unos criterios generales de interpretación de la respuesta y diagnóstico mediante el uso del modelo, expuestos en el Capítulo 7.

El Capítulo 8 resume las principales conclusiones y las aportaciones originales de la Tesis, enumeradas en los siguientes puntos:

- Se establece un procedimiento general de modelado en pequeña señal de transformadores que tiene en cuenta, analiza y representa satisfactoriamente los principales fenómenos electromagnéticos presentes en la medida FRA, lo que le confiere la capacidad de interpretar la realidad física en el interior del transformador esencial para detectar y cuantificar el defecto. Este procedimiento es aplicable con independencia del diseño constructivo, del número de fases, del número de tensiones y del grupo de conexión del transformador.
- Se desarrolla un nuevo modelo para transformador trifásico de dos arrollamientos que avanza significativamente respecto a las soluciones actuales particularmente en los siguientes aspectos:
 - Permite obtener un solo modelo global del transformador considerando todas las medidas del ensayo FRA en lugar de implementar un modelo independiente para cada medida.
 - El modelo global permite tener en cuenta el acoplamiento magnético entre arrollamientos de distintas fases y arrollamientos concéntricos de la misma fase.
 - A pesar del comportamiento global, el modelo está constituido por submodelos conectados que se pueden analizar independientemente, discretizando el efecto de cada una de las fases del transformador por separado a pesar de que en la medida FRA el acoplamiento magnético mezcla la influencia de las tres fases de forma conjunta.
 - La topología modular de submodelos facilita la identificación del fallo y dota al modelo de una mayor versatilidad ya que permite su ampliación a casos de tres arrollamientos sin más que añadir módulos o distintas configuraciones del grupo de conexión sin más que conectar módulos entre sí y sin necesidad de cambios en la topología.
 - Considera de forma novedosa en el ensayo FRA el parámetro de inductancia de dispersión como el elemento que representa el flujo magnético por la interfase núcleo-dieléctrico de forma global (a lo largo de todo el arrollamiento) y parcial (en cada grupo de espiras que conforma el arrollamiento).
- Se relaciona de forma clara y concisa la forma y rangos de la respuesta en frecuencia con distintos parámetros físicos del transformador tales como elementos constitutivos (núcleo, arrollamientos y dieléctrico), grupos de conexión, tamaño y potencia, etc., avanzando significativamente en la obtención de los criterios de interpretación de las curvas FRA para su posterior estandarización en la normativa de aplicación FRA.

Junto con el presente documento, durante la realización de la Tesis Doctoral el autor ha publicado como autor o coautor 3 artículos en revistas internacionales, [165], [166], [168] y 19 artículos a congreso [169] a [188] de los cuales 14 están directamente relacionados con los resultados de la investigación. Además ha dirigido o codirigido 3 Proyectos Fin de Carrera [189], [190], [191] y ha realizado dos estancias de 4 meses de duración en la Universidad del Valle, Cali, Colombia donde ha participado activamente en el Grupo de Alta Tensión GRALTA y ha desarrollado parte del trabajo experimental expuesto en la Tesis en el marco de colaboración de este grupo con diversas empresas del sector eléctrico.

Abstract

The Frequency Response Analysis FRA is a well-known and established measurement technique used for the detection of failures in power transformers. In spite of its advantages, a definitive diagnosis procedure only based on the FRA methodology is not completely developed at date.

The majority of the research community agree on considering the model of the transformer as one of the most useful tools to analyze and interpret the FRA traces, and therefore, leading to an accurate and definitive diagnosis of the transformer condition. Plenty of research has been focus on transformer modeling, but no one has complied with the requirements of the FRA oriented models.

That is the motivation of the doctoral research, starting with a General Modeling Procedure for 3 phase transformer. Once the procedure has been developed, it is applied to a two winding 3 phase transformer. The resulting model is checked by experimental validation using the measurements of a prototype distribution transformer and five real transformers used by Spanish utilities. Finally, the model is used for the interpretation of the FRA measurements and the obtention of general criteria for transformer diagnosis.

In Capítulo 1 (Chapter 1) the objectives are identified and the research methodology is established.

The review of the research state of the art about the FRA technique specially focused at the available modeling procedures and is contained in Capítulo 2 (Chapter 2).

The proposed solution to establish the modeling procedure is schematized in Capítulo 3 (Chapter 3) where the 3 main stages are introduced.

The first stage consists on designing the equivalent circuit structure of the model, developed in Capítulo 4 (Chapter 4), using the Magnetic-Electric Duality Principle Principle after a detailed magnetic analysis in the trasnformer.

The second stage, consisting on developing the procedure for the calculus of the parameters is explained in Capítulo 5 (Chapter 5).

Finally, the modeling procedure is applied to a prototype transformer. The simulation of the resulting model is contrasted with the actual measurements. Additionally, five real transformers are measured and modeled. The experimental results confirm the accuracy of the model, complying with the verification stage of the modeling procedure in Capítulo 6 (Chapter 6).

In Capítulo 7 (Chapter 7) the model is used as a tool to interpret the FRA traces and to obtain a general criteria for power transformer diagnosis.

Conclusions of the research are summed up in Capítulo 8 (Chapter 8).

The developed research has concluded with 3 papers published in different journals , [165], [166], [168], 19 papers published in conferences, [169] to [188] and a four months collaboration with GRALTA, Universidad del Valle, Cali, Colombia where part of the experimental research has been developed.

Agradecimientos

El trabajo desarrollado en la Tesis parte como continuación del desarrollado por el Dr. Jorge Pleite Guerra al cual debo mi gratitud por la dirección efectuada.

De igual modo debo agradecer los consejos, apoyo e indicaciones en la investigación realizadas por el personal de GRALTA en la Universidad del Valle (Cali, Colombia) y la empresa EPSA del mismo país durante mis dos estancias. Ha sido especialmente relevante la labor del Dr. Guillermo Aponte Mayor y Dr. Héctor Cadavid, sin olvidar al Ing. Diego García Gómez e Ing. Carlos Castaño con los que además me une una sincera amistad que se hace extensiva a sus familias.

Extiendo mis agradecimientos al personal de la Universidad Carlos III de Madrid, institución donde comencé mis estudios en 1998. Debo reseñar el apoyo no solo profesional sino también personal del Dr. Juan Carlos Burgos, Dr. Cristina Fernández, Dña. María del Mar Sánchez, D. Oscar Izquierdo y D. Julio Macías por poner un ejemplo pero con la seguridad de que el número de involucrados es mucho mayor.

En el plano personal es imprescindible no solo agradecer, sino dedicar la labor a Olimpia porque me ha enseñado día a día con su ejemplo personal el camino a seguir que han trazado mis padres Mercedes y Francisco y mi hermano Javier con su apoyo incondicional.

Contenido

	Página
Capítulo 1. Motivación, Objetivos y Metodología.....	1
1.1 Introducción.....	2
1.1.1 Motivación y Entorno de la Investigación.....	5
1.1.2 Objetivos.....	6
1.2 Metodología de la Investigación.....	8
Capítulo 2. Revisión del Estado de la Técnica.....	10
2.1 Revisión de la Técnica FRA.....	12
2.2 Revisión y Análisis del Modelado de Transformadores.....	16
2.2.1 Aspectos básicos de modelado de transformadores.....	16
2.2.2 Estrategias de modelado general de transformadores.....	19
2.2.3 Características Comunes a los Modelos de Transformador.....	22
2.3 Estrategias de modelado orientado a FRA.....	26
2.3.1 Clasificación de Modelos orientados a FRA.....	26
2.3.2 Modelo de Pleite.....	27
2.4 Conclusiones de la Revisión del Estado de la Técnica.....	28
Capítulo 3. Procedimiento de Modelado. Conceptos Previos.....	29
3.1 Finalidad y Requisitos del Modelo.....	31
3.2 Modelo de Pleite.....	34
3.2.1 Obtención de la Estructura del Modelo.....	34
3.2.2 Algoritmo de Cálculo de Parámetros.....	35
3.2.3 Alcance y Posibilidades de Mejora.....	36
3.3 Planteamiento Inicial.....	37
3.3.1 Definición del Propósito.....	37
3.3.2 Clasificación y Análisis de los Elementos a Modelar.....	37
3.3.3 Técnica de Modelado.....	38
3.3.4 Datos de Entrada.....	39
3.3.5 Elección y Diseño del Método de Cálculo de Parámetros.....	39
3.3.6 Validación.....	39

Capítulo 4. Desarrollo de la Estructura del Modelo.....	41
4.1 Análisis del campo electromagnético en el transformador en la medida FRA.....	43
4.1.1 Consideraciones Previas	44
4.1.2 Campo Magnético en el Núcleo.....	47
4.1.3 Campo Eléctrico entre dos superficies.....	51
4.1.4 Campo Magnético en la Interfase Núcleo-Dieléctrico.....	54
4.1.5 Campo Magnético en el Dieléctrico.	57
4.1.6 Acoplamiento Electromagnético en el Arrollamiento bajo medida.....	59
4.1.7 Distribución de Campo Electromagnético a Muy Alta Frecuencia.	60
4.2 Desarrollo de la Estructura Circuital del Modelo.....	62
4.2.1 Modelo para Rango de Baja Frecuencia. Síntesis del Campo Magnético en el Núcleo.....	62
4.2.2 Modelo para Rango de Frecuencias Medias. Síntesis del Campo Eléctrico en el Arrollamiento de Medida.....	66
4.2.3 Modelo para medida Interwinding. Síntesis del Campo Eléctrico entre Arrollamientos de Medida.	67
4.2.4 Modelo para Rango de Alta Frecuencia I. Síntesis del Campo Magnético en la Interfase Núcleo-Dieléctrico.....	67
4.2.5 Modelo para Rango de Alta Frecuencia II. Síntesis del Campo Electromagnético en el Dieléctrico del Arrollamiento.	69
4.2.6 Modelo para Rango de Muy Alta Frecuencia.....	73
4.2.7 Circuito completo.	74
Capítulo 5. Procedimiento para el Cálculo de Parámetros	83
5.1 Cálculo de Parámetros del M.N.B.F y M.A.M.F. Rango de Baja y Media Frecuencia.....	86
5.1.1 Simplificaciones	86
5.1.2 Identificación de los Datos de Entrada.....	88
5.1.3 Algoritmo de Cálculo.	88
5.2 Cálculo de Parámetros del M.N.A.F. Rango de Alta Frecuencia I.....	92
5.2.1 Simplificaciones	92
5.2.2 Identificación de los Datos de Entrada.....	93
5.2.3 Algoritmo de Cálculo	95
5.3 Cálculo de Parámetros del M.A.A.F. Rango de Alta Frecuencia II.....	97
5.3.1 M.A.A.F para arrollamiento de Alta Tensión.	97
5.3.2 M.A.M.F y M.A.A.F para arrollamiento de Baja Tensión.	98
5.4 Cálculo de la Relación de Transformación N_x	104
5.4.1 Simplificaciones.....	104
5.4.2 Identificación de los Datos de Entrada.....	105

5.4.3	Algoritmo de Cálculo	105
5.5	Cálculo de Parámetros Ci X.	106
5.5.1	Simplificaciones.....	106
5.5.2	Identificación de Datos de Entrada.....	106
5.5.3	Algoritmo de Cálculo	107
5.6	Cálculo de Parámetros del M.V.H.F. Rango de Muy Alta Frecuencia.....	109
5.6.1	Simplificaciones.....	109
5.6.2	Identificación de los Datos de Entrada.....	109
Capítulo 6.	Validación del Procedimiento de Modelado.	114
6.1	Validación del Procedimiento para el Cálculo de Parámetros.....	116
6.1.1	Comparación Gráfica entre Medida y Simulación. Modelo en Configuración HV Y LV y.....	117
6.1.2	Valores de los Parámetros. Modelo en Configuración HV Y LV y.....	121
6.2	Validación de la Topología.	124
6.2.1	Comportamiento a Baja Frecuencia.	124
6.2.2	Comportamiento a Frecuencias Medias.....	129
6.2.3	Comportamiento a Alta Frecuencia I.....	130
6.2.4	Comportamiento a Alta Frecuencia II.	133
6.2.5	Comportamiento en Cortocircuito.	135
6.3	Validación de la Versatilidad del Modelo.	138
6.3.1	Aplicación del Modelo a Medidas Alternativas. Configuración HV Y LV y.....	138
6.3.2	Aplicación del Modelo a Distintos Grupos de Conexión.....	144
6.3.3	Comparación con Simulaciones FEM.....	152
6.4	Aplicación del Modelo de Transformador Trifásico.....	153
6.4.1	Transformador Trifásico 314512 13,2 kV/0,46 kV Dy 0,225 MVA	153
6.4.2	Transformador Trifásico 45051 66 kV/5,25 kV YNd11 6MVA.	157
6.4.3	Transformador Trifásico 45048 20 kV / 6.6 kV 10 MVA	172
6.4.4	Transformador 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA	186
6.4.5	Transformador Trifásico 45049 66kV/11kV YNd11 9 MVA.....	188
6.4.6	Relación entre parámetros del modelo y características del transformador.	190
Capítulo 7.	Procedimiento de Diagnóstico	192
7.1	Preprocesado de Datos de Medida.....	194
7.1.1	Obtención de medidas estandarizadas y adicionales.....	194
7.1.2	Modelado del Transformador a partir de los datos FRA.....	195

7.2	Interpretación de las Medidas	197
7.2.1	Clasificación de las Medidas y sus parámetros de Influencia.	197
7.2.2	Interpretación de Medida End-to-End Open.	197
7.2.3	Interpretación de Medida End-to-End Short Circuit.	198
7.2.4	Interpretación de Medida Interwinding.	198
7.2.5	Interpretación de Medida Transfer.....	199
7.2.6	Interpretación en función del Grupo de Conexión.	206
7.3	Comparación entre Medidas Estandarizadas y Adicionales.....	215
7.4	Comparación entre Fases.	216
7.5	Comparación entre Lados de Tensión.....	217
7.6	Comparación con otras Técnicas de Diagnóstico.	219
7.7	Comparación con Datos Constructivos	220
7.8	Comparación entre distintos ensayos.	222
7.8.1	Comparación entre ensayos del mismo transformador en distintos estados.	222
7.8.2	Comparación entre ensayos de transformadores gemelos.....	223
7.8.3	Comparación entre ensayos de transformadores del mismo fabricante.....	223
7.9	Caso Real de Diagnóstico.	224
7.9.1	Histórico	224
7.9.2	Análisis de Resultados.	228
Capítulo 8.	Conclusiones, Aportaciones y Trabajos Futuros.....	229
8.1	Conclusiones	230
8.2	Aportaciones Originales.	233
8.3	Líneas de Investigación Futuras.....	234
Referencias Bibliográficas:	235
Anexos	244	
A.I.	Fundamentos de la Técnica FRA, [1]-[4].	245
A.II.	Revisión de las Normas y Estándares en el Modelado del Transformador.	252
A.III.	Fenómenos Físicos presentes en el Transformador.....	261
A.IV.	Síntesis del Campo Electromagnético mediante parámetros eléctricos concentrados.	265
A.V.	Descripción Transformador Prototipo.....	269
A.VI.	Relación de Archivos de Cálculo.	271

Índice de Figuras

Nº de Figura	Página
Figura 1. Ejemplos de estructuras de modelos.	xxi
Figura 2. Comparativa entre 2 respuestas FRA. Estado de referencia vs. con deformación axial.	5
Figura 3. Parte superior: Respuesta real (azul) y del modelo (rojo) en estado de referencia. Parte inferior: Estructura del modelo utilizado.	7
Figura 4. Metodología de la Investigación de la Tesis.	9
Figura 5. Mapa conceptual de la investigación de la técnica FRA	15
Figura 6. Fenómenos físicos del transformador y su representación en el modelo	18
Figura 7 Modelo modal del transformador de Vaessen (a) y Wilcox (b)	22
Figura 8. Mapa conceptual de la investigación en el modelado del transformador.	25
Figura 9. Alternativas para la generación de modelo de propósito diagnóstico en FRA.	26
Figura 10. Proceso General de Modelado del Transformador.	30
Figura 11. Comparación entre respuesta real y de modelo. Ajuste correcto hasta 10 KHz.	31
Figura 12. Relación entre defectos en el transformador y los parámetros del modelo.	33
Figura 13. Respuesta en frecuencia típica de transformador trifásico.	35
Figura 14. Topología del circuito que conforma la estructura del Modelo de Pleite.	35
Figura 15. Proceso Particular de Modelado del Transformador basado en la Respuesta en Frecuencia.	40
Figura 16. Procedimiento para el Desarrollo de la Estructura del Modelo.	42
Figura 17. División de la Teoría Electromagnética y técnicas empleadas en cada caso.	44
Figura 18. Setup para medida End-to-End y líneas de densidad de flujo magnético, B.	49
Figura 19. Setup para medida End-to-End short circuit y líneas de densidad de flujo magnético, B.	50
Figura 20. Setup para medida <i>Inductive Inter-winding</i> (también denominada <i>Transfer</i>) y líneas de densidad de flujo magnético, B.	51
Figura 21. Setup para medida End-to-End con líneas de densidad de flujo magnético, B y campo eléctrico E. Comportamiento del CEM a frecuencias medias.	53
Figura 22. Setup para medida Capacitive Inter-winding y distribución de intensidad de campo eléctrico, E.	54
Figura 23. Esquema de medidas End-to-End (A) y representación de la densidad de flujo en la interfase núcleo-dieléctrico (B)	56
Figura 24. Esquema de medida End-to-End Open desde arrollamiento HV (A) y representación de la densidad de flujo (B)	58
Figura 25. Esquema de medidas End-to-End Short Circuit desde arrollamiento LV (A) y representación de la densidad de flujo (B)	58
Figura 26. Esquema para la medida End-to-End y distribución de la densidad de flujo magnético B (trayectoria roja) y campo eléctrico (trayectoria verde) en alta frecuencia.	60
Figura 27. Esquema completo de conexionado en la medida FRA.	61
Figura 28. Circuito magnético de reluctancias. Comportamiento de campo magnético en el núcleo a baja frecuencia.	65
Figura 29. Circuito eléctrico equivalente al circuito de la Figura 28.	65
Figura 30. Estructura circuital para el M.N.B.F.	66

Figura 31. Adición de las Capacidades de Alta tensión del arrollamiento y Capacidades Interwinding al modelo M.N.B.F.....	67
Figura 32. Circuito magnético M.N.B.F con camino magnético núcleo-dieléctrico.	68
Figura 33. Circuito eléctrico equivalente al circuito magnético de la Figura 32	68
Figura 34. Circuito magnético equivalente.....	70
Figura 35. Circuito eléctrico equivalente al circuito de la Figura 34.	71
Figura 36. Circuito del M.A.A.F.	71
Figura 37. Circuito del M.A.A.F para su conexión al modelo completo.	72
Figura 38. Topología alternativa para el M.A.A.F con la inclusión del M.A.M.F	73
Figura 39. Comparativa de 4 medidas con equipo DOBLE M5200 y 4 cables distintos (marca DOBLE –azul-, FRAMIT –verde-, FRAX –negro- y OMICRON –rojo-) sobre el mismo transformador ABB YNyd11 30/30/10 MVA 130/15.75/10 KV. Año de Fabricación 1990. Medida realizada en el marco del proyecto de investigación realizado por el autor con Unión Fenosa Distribución, S. A.	74
Figura 40. Esquema Modelo Completo.	76
Figura 41. Circuito para el Modelo Completo. Conexión Yd.....	77
Figura 42. Procedimiento de Cálculo de Parámetros del Modelo Completo de Transformador Trifásico de 2 arrollamientos.	84
Figura 43. Modelo Completo simplificado para el cálculo de parámetros de baja y media frecuencia.	86
Figura 44. Modelo simplificado con predominancia inductiva.....	87
Figura 45. Modelo simplificado con predominancia capacitiva.....	87
Figura 46. Delimitación de rangos en respuesta EtE open para fase lateral en transformador experimental.....	88
Figura 47. Modelo simplificado al M.N.A.F con M.A.M.F de arrollamientos de alta para el cálculo de parámetros Ld X y Rd X.....	92
Figura 48. Modelo M.N.M.F visto desde la fase U para frecuencias mayores al rango de n_{mfd} puntos.	93
Figura 49. Ejemplo de Medida Ete Open desde fase U con la identificación de los rangos de frecuencias medias, AFI y AFII.	94
Figura 50. Detalle de la Figura 49 para el rango de interés para el algoritmo de cálculo del M.N.A.F.....	94
Figura 51. Modelo completo simplificado para la medida X en el rango de alta frecuencia II. Arrollamiento de Alta Tensión.	97
Figura 52. Modelo completo simplificado para la medida X en el rango de alta frecuencia II. Arrollamiento de Baja Tensión.	99
Figura 53. Modelo simplificado al M.A.M.F para LV. Pérdida de influencia del parámetro CHV X.....	99
Figura 54. Modelo simplificado al M.A.M.F para LV. Pérdida de influencia del parámetro CHV X y Zej X.....	100
Figura 55. Medida End-to-End en fase lateral desde el arrollamiento primario HV (en negro) y secundario LV (en rojo). Delimitados los anchos de banda de referencia y las frecuencias de resonancia para la identificación del rango de influencia del M.A.M.F y M.A.A.F de LV.....	101
Figura 56. Circuito resonante serie que define la frecuencia frslv	101
Figura 57. Circuito resonante serie que define la frecuencia frplv. Las impedancias que presentan opacidad serie se han representado difuminadas.....	102
Figura 58. Modelo completo simplificado para la medida Transfer en baja frecuencia.	104
Figura 59. Representación de la medida Vout/Ex entre los terminales del arrollamiento de HV y LV en fase lateral (Módulo y Fase de la Función de Transferencia).....	105
Figura 60. Modelo simplificado para la configuración de medida Interwinding.....	106
Figura 61. Representación de la medida Capacitive Inter-winding entre los terminales del arrollamiento de HV y LV en la fase U del transformador experimental (Módulo y Fase de la Impedancia).	107

Figura 62. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open lado de Alta, fase lateral. Error de Ajuste (%):15.3591	117
Figura 63. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open lado de Alta, fase central. Error de Ajuste (%):10.7081	117
Figura 64. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open lado de Baja, fase lateral. Error de Ajuste (%):21.3504	118
Figura 65. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open lado de Baja, fase central. Error de Ajuste (%):18.3133	118
Figura 66. Comparación gráfica medida y simulación IW lado de Alta, fase lateral. Error de Ajuste (%):32.6089	119
Figura 67. Comparación gráfica medida y simulación IW lado de Alta, fase lateral. Detalle en baja y media frecuencia. Error de Ajuste (%): 9.50	119
Figura 68. Comparación gráfica medida y simulación IW lado de Alta, fase central. Error de Ajuste (%):29.9977	120
Figura 69. Comparación gráfica medida y simulación IW lado de Alta, fase central. Detalle en baja y media frecuencia. Error de Ajuste (%):4.52	120
Figura 70. Comparativa de 4 medidas EtE Open fase U en transformador prototipo para 4 tensiones de ensayo V_{in} distintas. En negro $V_{in}=0.1$ Vrms, en verde $V_{in}=1$ Vrms, en naranja $V_{in}=5$ Vrms y en rojo $V_{in}=10$ Vrms.	126
Figura 71. Comparativa de 4 medidas EtE Open fase U en HV y LV en transformador prototipo para 2 tensiones de ensayo V_{in} distintas. En negro $V_{in}=0.01$ Vrms, medida HV (superior) y LV (inferior). En rojo $V_{in}=10$ Vrms, medida HV (superior) y LV (inferior).	127
Figura 72. Representación de baja frecuencia de la Impedancia de la medida EtE Open fase U HV para $V_{in}=10$ rms en forma de parámetro L (H) (gráfica superior) y R (Ω) (gráfica inferior) paralelo.....	128
Figura 73. Comparativa de la inductancia de las distintas medidas de la Figura 71 para distintos niveles de tensión de entrada	129
Figura 74. Comparativa entre impedancia medida y modelada para el ancho de banda de alta frecuencia I, AFI de nafi puntos en fase central y lateral. Modulo en gráfica superior y Fase en la inferior.	132
Figura 75. Comparativa entre parámetro Ld (gráfica superior) y Rd (gráfica inferior) medido y modelado para las tres fases del transformador prototipo.	133
Figura 76. Medidas UUp del transformador prototipo EtE Open (negro), EtE SC con corto en arrollamiento LV en la misma fase (rojo) y Trnf (verde)......	134
Figura 77. Medida experimental de autotransformador YYd 90 MVA 220/115/13.2 Kv N°: 560163 AT1 en la subestación Pance, (Valle del Cauca, Colombia). En negro, medida EtE Open, en roja EtE SC con corto en el terciario.	134
Figura 78. Medida UUp del transformador prototipo para Ete Open (verde), Ete SC en fase W (amarillo), Ete SC en fase V (rojo) y Ete SC en fase W y V (negro).	135
Figura 79. Medida UUp del transformador prototipo. EtE Open (verde), EtE SC con corto en WWp (amarillo), EtE SC con corto en VVp (rojo) y EtE SC con corto en WWp y VVp (negro)	136
Figura 80. Respuesta en Frecuencia tipo con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo.	137
Figura 81. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UUp con corto en VVp. Error de Ajuste (%):15.4491	139
Figura 82. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UUp corto VVp y WWp. Error de Ajuste (%):22.7986	139
Figura 83. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UUp corto a0a2. Error de Ajuste (%):18.493	140
Figura 84. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VVp corto UUp. Error de Ajuste (%):12.5891	140
Figura 85. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VVp corto UUp y WWp. Error de Ajuste (%):11.1849	141

Figura 86. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VVp corto b0b2. Error de Ajuste (%): 10.274.....	141
Figura 87. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. B0b2 corto c0c2. Error de Ajuste (%):19.9590.....	142
Figura 88. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. Error de Ajuste (%):12.4543	142
Figura 89. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. B0b2 corto VVp. Error de Ajuste (%): 10.4445.....	143
Figura 90. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. A0a2 corto b0b2. Error de Ajuste (%): 15.664.....	143
Figura 91. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open UUp. Error de Ajuste (%):14.0988	144
Figura 92. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VVp. Error de Ajuste (%):14.3715	145
Figura 93. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open a0a2. Error de Ajuste (%):18.2174.....	145
Figura 94. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open b0b2. Error de Ajuste (%):10.9695.....	146
Figura 95. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open UUp. Error de Ajuste (%):13.3732.....	146
Figura 96. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VVp. Error de Ajuste (%):12.2040	147
Figura 97. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open a0a2. Error de Ajuste (%):21.4557.....	147
Figura 98. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open b0b2. Error de Ajuste (%): 14.3680	148
Figura 99. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open UUp. Error de Ajuste (%):13.6561	148
Figura 100. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VVp. Error de Ajuste (%):16.8476	149
Figura 101. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open a0a2. Error de Ajuste (%):18.8091.....	149
Figura 102. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open b0b2. Error de Ajuste (%): 14.7713	150
Figura 103. Comparación gráfica medida y simulación IW Ua0. Error de Ajuste (%):35.3681	150
Figura 104. Comparación gráfica medida y simulación IW Ua0. Detalle Medida y Alta Frecuencia I. Error de Ajuste (%): 0.6783.....	151
Figura 105. Comparación gráfica medida y simulación IW Vb0. Error de Ajuste (%): 29.440	151
Figura 106. Comparación gráfica medida y simulación IW Vb0. Detalle Medida y Alta Frecuencia I. Error de Ajuste (%):1.3628.....	152
Figura 107. Comparación gráfica de medida Ete Open UW (superior) e IW Ux (inferior) con tanque vacío de aceite (azul) y lleno (rojo)	154
Figura 108. Detalle de dos probetas de ensayo del papel dieléctrico del transformador. En la izquierda de la fotografía, colocación del cilindro sin papel siendo introducido en el recipiente contenedor de aceite. A la derecha, cilindro con papel fuera del contenedor.	155
Figura 109. Medida de Capacidad en la probeta de ensayo para 4 situaciones distintas del estado del papel dieléctrico.	156
Figura 110. Comparación gráfica medida en estado 1 (magnetizado) y 3 (completamente desmagnetizado). EtE Open UN	158
Figura 111. Comparación gráfica medida en estado 1 (magnetizado) y 3 (completamente desmagnetizado). EtE Open VN	158
Figura 112. Comparación gráfica medida en estado 1 (magnetizado) y 3 (completamente desmagnetizado). EtE Open WN	159
Figura 113. Comparación gráfica medida en estado 1 (magnetizado) y 3 (completamente desmagnetizado). EtE Open UN en software comercial FRAnalyzer de OMICRON®	160
Figura 114. Índices y rangos de comparación de la Norma China, [4]. Implementación en software comercial FRAnalyzer de OMICRON®	160
Figura 115. Índices y rangos en la comparación EPRI. Implementación en software comercial FRAnalyzer de OMICRON®.....	161
Figura 116. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open UN. Error de Ajuste (%):15.8606.....	165
Figura 117. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open WN. Error de Ajuste (%):15.4082.....	165
Figura 118. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VN. Error de Ajuste (%):14.7831	166

Figura 119. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC UN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%) : 24.7170	166
Figura 120. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC VN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%) : 23.7600	167
Figura 121. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open uw. Error de Ajuste (%) : 19.9035 (en baja frecuencia: 7.5065%)	167
Figura 122. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open vu. Error de Ajuste (%) : 18.3935 (en baja frecuencia: 4.6324 %)	168
Figura 123. Comparación gráfica medida y simulación IW Uu. Error de Ajuste (%) : 22.3391	168
Figura 124. Comparación gráfica medida y simulación IW Vv. Error de Ajuste (%) : 23.2208	169
Figura 125. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VN, UN y WN. Estado Magnetizado.	169
Figura 126. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open UN. Error de Ajuste (%) : 10.1922	174
Figura 127. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open VN. Error de Ajuste (%) : 10.8629	174
Figura 128. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open WN. Error de Ajuste (%) : 10.5277	175
Figura 129. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open uw. Error de Ajuste (%) : 16.3892	175
Figura 130. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open vu. Error de Ajuste (%) : 14.9603	176
Figura 131. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open vv. Error de Ajuste (%) : 16.2649	176
Figura 132. Comparación gráfica medida y simulación IW Uu. Error de Ajuste (%) : 6.1684	177
Figura 133. Comparación gráfica medida y simulación IW Vv. Error de Ajuste (%) : 6.4646	177
Figura 134. Comparación gráfica medida y simulación IW Ww. Error de Ajuste (%) : 7.0018	178
Figura 135. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%) : 17.4777	178
Figura 136. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%) : 18.6792	179
Figura 137. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. WN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%) : 16.9476	179
Figura 138. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%) : 8.0274	180
Figura 139. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%) : 10.1228	181
Figura 140. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. WN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%) : 8.2568	181
Figura 141. Comparativa entre impedancia medida y modelada para el ancho de banda de frecuencias medias de n_{mflv} puntos en fase central y lateral para arrollamiento LV. Modulo en gráfica superior y Fase en la inferior.	187
Figura 142. Proceso de Diagnóstico basado en el modelo.	193
Figura 143. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open HV con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo.	200
Figura 144. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open LV con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo.	201
Figura 145. Respuesta en Frecuencia tipo EtE SC (HV con corto en LV) con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo	202
Figura 146. Respuesta en Frecuencia tipo EtE SC (LV con corto en HV) con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo	203

Figura 147. Respuesta en Frecuencia tipo IW con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo	204
Figura 148. Respuesta en Frecuencia tipo Trnf con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo	205
Figura 149. Comparativa Yy vs. Yd. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde HV.....	208
Figura 150. Comparativa Yy vs. Yd. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde LV.....	209
Figura 151. Comparativa Yy vs. Dy. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde HV.	210
Figura 152. Comparativa Yy vs. Dy. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde LV	211
Figura 153. Comparativa Yy vs. Dd. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde HV.	212
Figura 154. Comparativa Yy vs. Dd. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde LV	213
Figura 155. Comparativa Yy vs. Dd. Respuesta en Frecuencia tipo IW.....	214
Figura 156. Comparativa de medida desde LV EtE Open en verde (estándar), EtE SC con corto en HV en rojo (adicional) y EtE Open con una capacidad C=120 pF conectada en el arrollamiento de LV, en negro (adicional).....	215
Figura 157. Medida Transfer (rojo) y End-to-End Open en fase U HV (negro superior) y fase U LV (negro inferior) del transformador prototipo.....	217
Figura 158. Medida Transfer (rojo) y End-to-End SC en fase U HV (negro superior) y fase U LV (negro inferior) del transformador prototipo.....	218
Figura 159. Fotografía superior: Desencubado de transformador de núcleo simétrico B612370 YNd11 13,86/6,93 kV - 88 KVA ubicado en la subestación Rio Frio I, Valle del Cauca, Colombia. Gráfica inferior: Comparativa de las medidas EtE Open H1-H0, H2-H0 y H3-H0.....	221
Figura 160. Estado dañado. Medida End-to-End desde HV posición inicial 1 del CTC. Rango de Baja Frecuencia.	225
Figura 161. Estado dañado. Medida End-to-End desde LV posición inicial 1 del CTC. Rango de Baja Frecuencia.	225
Figura 162. Estado dañado. Medida End-to-End desde HV posición inicial 1 del CTC. Rango de Media Frecuencia.	225
Figura 163. Estado Reparado. Medida End-to-End desde LV de las tres fases, central y laterales.	226
Figura 164. Estado Reparado. Comparativa entre impedancia real y del modelo para la zona del núcleo. Fase central y lateral del lado de baja tensión, LV.	226
Figura 165. Estado Reparado. Comparativa entre impedancia real y del modelo para la zona del núcleo. Fase central y lateral del lado de terciario.	227
Figura 166. Ejemplo de proceso de medida FRA para la obtención de huella de referencia en fábrica. En la fotografía se aprecian los dos terminales Vin (pinzas de conexión rojas, parte activa y tierra) y Vout (pinzas de conexión negras, parte activa y tierra). Medidas tomadas durante la estancia de investigación del autor en la fábrica de ABB, Pereira - Colombia.....	247
Figura 167. Setup de medida a 3 cables para medida SFRA, según norma IEC, [1].	249
Figura 168. Alternativas de modelado de los efectos de saturación e histéresis del núcleo.....	254
Figura 169. Red de Foster para representar el efecto de resistencia de arrollamiento variable con la frecuencia	255
Figura 170. Dependencia con la frecuencia del factor $X_{\text{dispersion}}/R_{\text{arrollamiento}}$ [11]	256
Figura 171. Representación en estrella de transformador de una fase y n arrollamientos, [31].	257
Figura 172. Detalle de desencubado del transformador prototipo	270
Figura 173. Proceso de medida del transformador prototipo.....	270

Índice de Tablas

Nº de Tabla	Página
Tabla 1. Probabilidad de fallo en los distintos elementos del transformador. Obtenida de [34].	3
Tabla 2. Relación de técnicas para la detección de deformación en arrollamientos, [2],[34].	4
Tabla 3. Resumen de la aplicación del procedimiento de Desarrollo de la Estructura a modelo de transformador trifásico de dos arrollamientos.	82
Tabla 4. Resumen de los procedimientos de cálculo de valores de parámetros.	113
Tabla 5. Valores obtenidos para los parámetros del modelo del transformador prototipo. Resultado de aplicación del Procedimiento de Cálculo de Parámetros	123
Tabla 6. Comparativa numérica de la variación de la inductancia para medidas con distinto nivel de tensión de excitación, V_{in} .	129
Tabla 7. Relación de resultados del cálculo de los parámetros del M.N.A.F aplicado a los datos experimentales del transformador prototipo.	132
Tabla 8. Comparativa de los parámetros CHV X obtenidos en el modelo y a partir de simulaciones FEM.	152
Tabla 9. Comparativa de los parámetros del modelo para los estados de cuba vacía y llena de aceite. Transformador Trifásico 314512 13,2 kV/0,46 kV Dy 0,225 MVA.	154
Tabla 10. Comparativa del valor de la capacidad C (pF) en probeta de ensayo. Medida con FRA y FDS para cuatro situaciones de ensayo donde se varía el dieléctrico.	156
Tabla 11. Resultado de dos métodos de comparación comerciales y desarrollados para la detección de estado de magnetización.	162
Tabla 12. Parámetros más significativos del modelo del transformador en los tres estados ensayados.	164
Tabla 13. Resultados de la medida de Capacidad y Tangente de Delta.	170
Tabla 14. Comparación del parámetro $G_i X$ del modelo con medidas en Tangente de Delta	171
Tabla 15. Parámetros del modelo para Transformador Trifásico 45048 20 kV / 6.6 kV 10 MVA	173
Tabla 16. Resultados del ensayo de cortocircuito en fase U con equipo CPC100. Transformador Trifásico 45048 20 kV / 6.6 kV 10 MVA.	180
Tabla 17. Comparativa de impedancia medida en ensayo a cortocircuito y modelada a partir de medidas de respuesta en frecuencia.	182
Tabla 18. Comparativa de parámetros inductivos en la medida de vacío y modelo basado en respuestas FRA.	182
Tabla 19. Comparativa de valores de impedancia en el ensayo de Resistencia y ensayo FRA.	183
Tabla 20. Comparativa de valores de la Relación de Transformación en placa de características y medida en ensayo FRA.	184
Tabla 21. Resultados de la medida de Capacidad y Tangente de Delta para Transformador Trifásico 45048 20 kV / 6.6 kV 10 MVA.	184
Tabla 22. Comparación del parámetro $G_i X$ del modelo con medidas en Tangente de Delta	185
Tabla 23. Valores de los parámetros del modelo para Transformador 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA.	186
Tabla 24. Resultado del ensayo de Capacidad y Tangente de Delta para Transformador 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA	187
Tabla 25. Comparativa de Capacidad Interwinding entre resultados del ensayo de Tangente de Delta y parámetros del modelo para Transformador 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA.	187

Tabla 26. Valores de los parámetros del modelo para Transformador Trifásico 45049 66kV/11kV YNd11 9 MVA.....	188
Tabla 27. Resultado del ensayo de Capacidad y Tangente de Delta para Transformador Trifásico 45049 66kV/11kV YNd11 9 MVA.....	189
Tabla 28. Comparativa de Capacidad Interwinding entre resultados del ensayo de Tangente de Delta y parámetros del modelo para Transformador Trifásico 45049 66kV/11kV YNd11 9 MVA	189
Tabla 29. Comparación de parámetros del modelo para transformadores constructivamente distintos	190
Tabla 30. Parámetros del modelo y su significado físico.	195
Tabla 31. Relación de efectos en la respuesta en función de la conexión de los arrollamientos.	207
Tabla 32. Datos de parámetros del modelo para posición 1 del LTC.....	227
Tabla 33. Resumen comparativo de los modelos de transformador más relevantes de la bibliografía.	231
Tabla 34. Expresiones que relacionan las diferentes variables medidas en el ensayo FRA.	246
Tabla 35. Tipos de medida SFRA.....	248
Tabla 36. Forma de conexión para cada tipo de medida SFRA, según norma CIGRÉ, [2]	249
Tabla 37. Clasificación de Transitorios según IEEE, CIGRÉ e IEC.	253
Tabla 38- Representación del transformador en función del rango de frecuencias. Fuente CIGRÉ, [14].	260
Tabla 39. Dualidad en magnitudes magnéticas-electricas	268
Tabla 40. Características del Transformador Prototipo	269

Siglas y Abreviaturas

CIGRE: *En francés* Conseil International des Grands Réseaux Électriques. *En inglés* International Council on Large Electric Systems

DGA.: *En inglés* Dissolved Gas Analysis. *En castellano*, Análisis de Gases Disueltos

FDS: *En inglés* Frequency Domain Spectroscopy

FRA: *En inglés* Frequency Response Analysis. *En castellano* Análisis de la Respuesta en Frecuencia.

FRAT: *En inglés* Frequency Response Analysis Tool. *En castellano* Herramienta para el Análisis de la Respuesta en Frecuencia

FFT: *En inglés* Fast Fourier Transform. *En castellano* Transformada Rápida de Fourier

FLBFs : *En inglés* Frequency Localising Basis Functions

IEC: International Electrotechnical Commission.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers.

EPRI: The Electric Power Research Institute, Inc.

F.E.M: *En inglés* Finite Element Analysis

NEETRAC: The National Electric Energy Testing, Research and Applications Center.

MLTL: *En inglés* Multiconductor Transmission Line Model.

PD.: *En inglés* Partial Discharge. *En castellano* Descargas Parciales

RVM.: *En inglés* Recovery Voltage Measurement.

OLTC.: *En inglés* On load Tap Changer. *En castellano* Cambiador de Tomas en Carga.

OWA: Objective Winding Asymmetry

FRSL: *En inglés* Frequency Response of Stray Losses.

LVI: Low Voltage Impulse

SFRA: *En inglés* Sweep Frequency Response Analysis. *En castellano* Barrido de la Respuesta en Frecuencia.

IFRA: Impulse Frequency Response Analysis. Véase Impulse Voltage Method, pág. xxii.

TF: Transfer Function

TNAs: *En inglés* Transient Network Analyzers.

ATP: *En inglés* Alternative Transient Program.

EMTP: *En inglés*, Electromagnetic Transient Program.

Notación

Rm: Hace referencia a *Resistencia de medida*, definida como impedancia interna del equipo de medida en el ensayo FRA.

FdT: Hace referencia a *Función de Transferencia* definida como cociente entre tensión de excitación y tensión reflejada en el ensayo FRA.

Vin: Hace referencia a la tensión de excitación del ensayo FRA.

Vout: Hace referencia a la tensión de salida en el ensayo FRA.

Iin: Hace referencia a la tensión demandada a la fuente V_{in} en el ensayo FRA.

J: densidad de corrientes libres.

H: intensidad de campo magnético

D: densidad de flujo eléctrico o desplazamiento eléctrico.

B: densidad de flujo magnético.

μ : permeabilidad absoluta del medio

N: número de vueltas

I: corriente eléctrica

We: energía en un medio debido a la presencia de campo eléctrico

Wm: energía en un medio debido a la presencia de campo magnético.

Wp: energía en un medio debido a la presencia de pérdidas.

C: capacidad

L: inductancia

R: resistencia

E: intensidad de campo eléctrico.

ϵ : permitividad absoluta de un medio.

V: tensión eléctrica.

up: velocidad del frente de onda

F.E.M: fuerza electromotriz inducida.

\mathfrak{R} : Reluctancia magnética

EtE Open: Abreviatura de “End-to-End Open”. Tipo de Medida FRA entre los terminales de un arrollamiento mientras que el resto permanecen en circuito abierto.

EtE SC: Abreviatura de “End-to-End Short Circuit”. Tipo de Medida FRA entre los terminales de un arrollamiento mientras uno o varios de los restantes permanecen en cortocircuito.

IW: Abreviatura de “InterWinding”. Tipo de Medida FRA entre los terminales de comienzo de dos arrollamientos concéntricos de una misma fase.

Trnf: Abreviatura de “Transfer”. Tipo de Medida FRA entre los terminales de comienzo de dos arrollamientos concéntricos de una misma fase con el final de ambos arrollamientos aterrizados.

Símbolos circuitos magnéticos

F.M.M: Fuerza Magnetomotriz.

Ni HV X: Fuerza magnetomotriz del arrollamiento de Alta Tensión en la fase X.

Ni LV X: Fuerza magnetomotriz del arrollamiento de Baja Tensión en la fase X.

Ni ej: Fuerza magnetomotriz de un grupo j de Nj espiras.

$\mathfrak{R}la j$: Reluctancia del dieléctrico alrededor del arrollamiento completo de N espiras

$\mathfrak{R}ld X$: Reluctancia del camino magnético que discurre por la interfase núcleo-dieléctrico de la fase X.

$\mathfrak{R}le j$: Reluctancia del dieléctrico alrededor de un grupo j de Nj espiras.

$\mathfrak{R}ln X$: Reluctancia de la columna del núcleo trifásico perteneciente a la fase X.

Símbolos para circuitos eléctricos

F.E.M: Fuerza Electromotriz

Ln X: Inductancia del núcleo para la fase X.

Ex: Fuerza electromotriz para el arrollamiento completo de la fase X

Rn X: Resistencia del núcleo para la fase X.

M.N.B.F: Modelo del Núcleo para Baja Frecuencia.

$C_{HV X}$: Capacidad del arrollamiento para Alta Tensión, fase X.

$C_{LV X}$: Capacidad del arrollamiento para Baja Tensión, fase X.

M.A.M.F: Modelo del Arrollamiento a Frecuencias Medias.

$C_i X$: Capacidad interwinding entre arrollamientos Alta-Baja en fase X.

Ld X: Inductancia de la interfase núcleo-dieléctrico para la fase X.

Rd X: Resistencia de la interfase núcleo-dieléctrico para la fase X.

M.N.A.F: Modelo del Núcleo a Alta Frecuencia.

- E_{ej}: Fuerza electromotriz para el grupo j de N_j espiras en un arrollamiento.
- La X: Inductancia asociada al camino magnético que transcurre por el dieléctrico alrededor del arrollamiento de la fase X de N espiras.
- Ra X: Resistencia asociada al camino magnético definido por La X.
- Lej X: Inductancia asociada al camino magnético que transcurre por el dieléctrico alrededor de un grupo j de N_j espiras en el arrollamiento de la fase X.
- Rej X: Resistencia asociada a un grupo j de N_j espiras.
- Cej X: Capacidad asociada a un grupo j de N_j espiras del arrollamiento de la fase X
- M.A.A.F: Modelo del Arrollamiento de Alta Frecuencia.
- M.V.H.F: Modelo a muy alta Frecuencia.
- Zn X: Impedancia constituida por los parámetros de baja Ln X, Rn X y media frecuencia CHV X del modelo completo.
- Zm X: Impedancia real medida, presentada normalmente en forma de vector de 3 filas (frecuencia, modulo y fase) y n columnas, siendo n el número total de frecuencias medidas en el ensayo FRA.
- AFI: Rango de Alta Frecuencia I. Influencia del M.N.A.F
- AFII: Rango de Alta Frecuencia II. Influencia del M.A.A.F
- V.H.F: Rango de Muy Alta Frecuencia. Influencia del M.V.H.F.
- f_{rshv}: Frecuencia de Resonancia Serie entre las impedancias constituidas por Ld X para las tres fases y CHV X de las dos fases no medidas.
- f_{rphv}: Frecuencia de Resonancia Paralelo entre la impedancia constituida por Ld X y CHV X de la fase X medida.
- Zd X: Impedancia característica del M.N.A.F constituida por el parámetro Ld X en serie con Rd X
- n_{bmf}: Número de puntos en frecuencia que constituyen el rango de baja y media frecuencia, utilizados como datos de entrada en el algoritmo de cálculo de los parámetros del M.N.B.F y M.A.M.F.
- n_{afl}: Número de puntos en frecuencia que constituyen el rango alta frecuencia I, utilizados como datos de entrada en el algoritmo de cálculo de los parámetros del M.N.A.F.
- n_{aflII}: Número de puntos en frecuencia que constituyen el rango alta frecuencia II, utilizados como datos de entrada en el algoritmo de cálculo de los parámetros del M.A.A.F
- Ze_j X: Cada una de las impedancias constitutivas del M.A.A.F implementada por los parámetros Lej X, Rej X y Cej X en paralelo.
- Nx: Relación de Transformación entre 2 arrollamientos concéntricos de la fase X.
- f_{rslv}: Frecuencia de resonancia serie que se produce entre el parámetro CHV X del M.N.A.F del arrollamiento de alta reflejado con el parámetro La X del M.A.A.F del arrollamiento de baja
- f_{rplv}: Frecuencia de resonancia paralelo que se produce entre el parámetro CLV X y el parámetro La X del M.A.A.F del arrollamiento de baja.
- Np: Número de vueltas en el arrollamiento primario o de Alta Tensión.
- Ns: Número de vueltas en el arrollamiento secundario o de Baja Tensión.
- Ri X: Resistencia asociada a las pérdidas del dieléctrico en la medida Interwinding.
- n_{rw}: Número de puntos de frecuencia en la medida Interwinding utilizados para el algoritmo de cálculo de los parámetros Ci X y Ri X.
- GIS: *En inglés*, abreviaturas de Gas Isolated System.

Glosario de Términos¹:

Análisis de la Respuesta en Frecuencia : Cualquier medida de la dependencia en frecuencia (hasta altas frecuencias del orden de MHz) de la respuesta eléctrica (en función de transferencia) de los arrollamientos del transformador ante las señales aplicadas, realizadas con la principal intención de detectar la deformación de los arrollamientos a través de los efectos resultantes del cambio en la distribución de inductancias y capacidades. También se define como²: “La técnica desarrollada para la detección del daño a partir de la respuesta en frecuencia”.

Ángulo de Fase FRA: Es el desplazamiento de fase de la respuesta relativa a la señal inyectada³.

Amplitud FRA³ : Es la magnitud de la respuesta relativa a la señal inyectada, normalmente expresada en dB como:

$$20 * \log_{10}\left(\frac{V_{\text{respuesta}}}{V_{\text{inyectada}}}\right)$$

Ecuación 1. Amplitud FRA

Cable de fuente: Aquel que conecta la tensión de la fuente del equipo de medida para suministrar la entrada en la medida FRA .

Cable de referencia Aquel que se conecta al canal de referencia del equipo de medida para medir la señal de entrada V_{in} . Normalmente se cortocircuita con el cable de fuente .

Cable de respuesta: Aquel que se conecta al canal de referencia del equipo de medida para medir la señal de salida o también llamada de respuesta V_{out} .

Concepto de Opacidad Eléctrica: Término utilizado para referirse a la influencia nula que ejerce un término constitutivo de una impedancia en función del tipo de conexión y su bajo valor en módulo. El concepto es utilizado en [20] con el término “Opacidad Serie/Paralelo” para el desarrollo del MODELO DE PLEITE. Véase su utilización en el trabajo de investigación en el Capítulo 5.

Concepto de Predominancia Eléctrica: Término que se refiere al carácter eléctrico que adquiere una impedancia determinado por la forma de conexión y el término constitutivo de mayor módulo. Véase su utilización en el trabajo de investigación en el Capítulo 5.

Camino de baja impedancia o Cortocircuito Virtual: Modificación de la impedancia de un arrollamiento por efecto de la frecuencia que provoca que la tensión entre terminales sea cero, sin necesidad de la existencia de un cortocircuito externo.

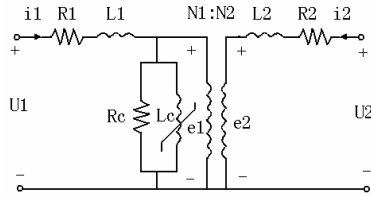
Diagnóstico: Consiste en el proceso de inspección (*monitoring*) junto a un análisis sofisticado como podría ser un sistema experto capaz de evaluar la condición de un equipo y sugerir las acciones a tomar.

¹ Para la consulta de posibles términos que no estén recogidos en este apartado, el autor remite al glosario recogidos en los estándares del IEEE, [5] "IEEE Standard Glossary of Modeling and Simulation Terminology," IEEE Std 610.3-1989 , vol., no., pp.0_1, 1989 doi: 10.1109/IEEESTD.1989.94599. y [6] "IEEE Standard Terminology for Power and Distribution Transformers," IEEE Std C57.12.80-2002 (Revision of IEEE Std C57.12.80-1978) , vol., no., pp.0_1, 2002 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1049144&isnumber=22479>.

² Según la definición del IEC, [1]. Traducción del autor.

Equivalente Circuital (de modelo): Combinación de parámetros R, L y C en un circuito que constituye la estructura de un modelo en sí mismo o que se deriva de la estructura primaria en otra forma (ecuaciones de estado, analíticas, etc.) del modelo.

Estructura (de modelo): Combinación de ecuaciones, parámetros o cualquier otra herramienta matemática constitutiva de un modelo que sirva para representar la realidad física o el comportamiento del elemento real modelado. Nótese que dentro del término Estructura definido en este trabajo, tienen cabida desde un circuito eléctrico (Figura 1.a) de cualquier topología hasta una función de transferencia de n polos y m zeros (Figura 1.b).



(a). Estructura De Circuito Equivalente

$$G_k(s) = \sum_{k=1}^9 \frac{b_k \omega_k^2}{(s^2 + 2\zeta_k \omega_k s + \omega_k^2)}$$

(b). Estructura Matemática.

Figura 1. Ejemplos de estructuras de modelos.

Estructura Electromagnética: Volumen del espacio con unas propiedades electromagnéticas definidas por el cual discurren los campos electromagnéticos. En el contexto del documento, se particularizará generalmente al entorno constituido por los elementos internos del transformador (núcleo, arrollamientos y aislante) delimitados físicamente por la cuba.

Evaluación: En el Análisis de la Respuesta en frecuencia, condición del transformador en la que no es conocido su estado y que es preciso analizar para descartar posibles daños.

Frecuencia de Resonancia: Corresponden con las frecuencias de cualquier mínimo o máximo local en la amplitud de la respuesta medida³.

Grupo de Conexión: Forma de conexonado en un transformador trifásico entre las distintas fases. Los más habituales, para cada lado de tensión, son la conexión delta, estrella y zig-zag cuya designación estandarizada es D/d, Y/y o Z/z junto con el índice horario.

Identificación de sistemas: Conjunto de técnicas y procedimientos cuyo principal objetivo es el conocimiento de las características de un sistema para su posterior simulación, normalmente implementado en un modelo.

Indep/Indep: Término utilizado en la investigación para denotar la configuración del conexonado del arrollamiento de alta tensión HV y baja tensión LV en un transformador trifásico de dos arrollamientos. En concreto indica que ningún arrollamiento se conecta entre sí. La terminología aparece por analogía a la estandarizada Yd, Dy, Yzn, etc.

Inductancias de Dispersión: Aquella que por definición representa un flujo que únicamente enlaza un arrollamiento. En un transformador contribuye principalmente el flujo confinado en el aire y elementos no ferromagnéticos, aunque parte de la inductancia de dispersión se deba a flujo por el núcleo.

Inductancias Magnetizantes Mutuas: Aquella que representa el almacenamiento de campo magnético confinado en el núcleo y donde el flujo enlaza a la vez a varios arrollamientos.

Inductancias Magnetizantes Propias: En contraposición a la inductancia magnetizante mutua, representa el flujo que únicamente enlaza un único arrollamiento. En este trabajo se diferencia de la inductancia de dispersión en que únicamente se considera el flujo confinado en el material magnético.

Inspección: En inglés, “*monitoring*”. Consiste en la acción de medir de un parámetro básico y/o relevante del transformador asociado normalmente a la activación de un umbral de alarma.

Impulse Voltage Method: Consiste en la respuesta en frecuencia medida indirectamente inyectando una señal impulso de una forma particular en un terminal y midiendo la respuesta en otro para más tarde transformar la medida en el dominio del tiempo al de la frecuencia³.

Low Voltage Impulse: Técnica para la medida de la respuesta en frecuencia del transformador a partir de la obtención del contenido frecuencial del cociente de dos señales, aplicadas y medidas en régimen temporal. También conocido como IFRA

Mantenimiento: Conjunto de acciones y procedimientos llevados a cabo para asegurar la calidad de funcionamiento y estado de un sistema como consecuencia de las conclusiones obtenidas de un proceso diagnóstico.

Mecanismo de Obtención de Parámetros: Procedimiento utilizado para el cálculo, estimación u obtención directa de los valores de los parámetros del modelo. En un modelo de estructura matemática, normalmente el procedimiento utilizado será un algoritmo o método numérico como mínimos cuadrados. Para el caso de estructuras con Circuito Equivalente, el procedimiento puede ser un método experimental basado en medidas o conocimientos previos del transformador.

On Line: Término utilizado para designar cualquier proceso sobre el transformador cuando este se encuentra conectado al sistema de potencia y en funcionamiento.

Parámetro: Todo elemento físicos (R , L , C) o matemático (términos a_i , b_i en una función de transferencia) cuya agrupación, de una determinada manera, genera la estructura del modelo. Los valores de los parámetros son calculados a partir de los Datos de Entrada y normalmente se utiliza un mecanismo de obtención para su cálculo. El hecho de que un modelo tenga parámetros no implica necesariamente estos deban tener una interpretación física directa.

Parámetros concentrados : Metodología para la aplicación de las leyes de Maxwell en un rango de frecuencias en las que los efectos se pueden considerar concentrados en parámetros discretos de un circuito.

Parámetros distribuidos: En contraposición a la metodología de parámetros concentrados, aquella en la que la aplicación de las leyes de Maxwell se realiza en un rango de frecuencias en las que los efectos se deben modelar a partir de parámetros que dependen de las longitudes del circuito.

Post-construcción (modelo de): Al contrario que el modelo pre-construcción, corresponde con el modelo del transformador que se desarrolla después de la construcción del mismo, normalmente utilizando medidas eléctricas características de la máquina y (no siempre) datos constructivos.

Pre-construcción (modelo de): Modelo del transformador desarrollado previamente a la construcción del mismo, normalmente basándose en datos constructivos y procedimientos de fabricación.

Referencia (estado de): En el Análisis de la Respuesta en frecuencia, condición del transformador en su estado considerado como sano o ausente de daños significativos conocidos.

Respuesta en Frecuencia : El cociente de amplitudes y diferencias de fase entre las tensiones medidas en dos terminales del objeto de test a lo largo de un rango de frecuencias cuando uno de los terminales es excitado mediante una fuente de tensión².

Síntesis de Circuitos: Conjunto de técnicas cuyo objetivo es sintetizar un circuito a partir de una estructura de ecuaciones identificativas de un modelo. En el trabajo previo de la referencia [18] se encuentra un resumen de los aspectos más relevantes y en [145] y [146] una extensa explicación del uso de las técnicas.

Sweep Frequency Response Analysis: Técnica para la medida de la respuesta en frecuencia del transformador a partir de la obtención del cociente de dos señales aplicada y medida en régimen sinusoidal en un amplio ancho de banda. Es la respuesta en frecuencia medida directamente inyectando una señal de una frecuencia variable en un terminal y midiendo la respuesta en otro³.

Teoría de control Es un campo interdisciplinario de la ingeniería y las matemáticas, que trata con el comportamiento de sistemas dinámicos. A la salida deseada de un sistema se la llama *referencia*. Cuando una o más variables de salida de un sistema necesitan seguir cierta referencia sobre el tiempo, un controlador manipula la entrada al sistema para obtener el efecto deseado en la salida del sistema.

TNAs: Modelos en miniatura del sistema de potencia, utilizados en los años 20-50 para el estudio de transitorios en la red, véase ref. [15].

Topología (del equivalente circuital del modelo): Forma de conexión entre los parámetros eléctricos de un modelo cuya estructura se pueda representar mediante un circuito equivalente.

Transfer Function Término utilizado en la Teoría de Control Moderna para definir a la ecuación matemática como cociente de polos y ceros que representa la respuesta en frecuencia de un sistema.

³ Según la definición de CIGRÉ, [2]. Traducción del autor.

Índice de Términos:

Análisis de la Respuesta en Frecuencia	xx, 246–52, 246
Amplitud de	xx
Ángulo de Fase de	xx
anhistéresis	255
Cable de fuente	xx, 247
Cable de referencia	xx, 247
Cable de respuesta	xx, 247
CEM	44
Cortocircuito	
Virtual	54, 56
ecuaciones de estado	258
eddy current	255
efecto proximidad	265
Estado	
de evaluación	3
de referencia	3
estructura electromagnética	44, 45, 47, 48, 54
Fenómenos físicos	
dependencia con la frecuencia	255
Efectos de la frecuencia	
eddy currents	264
Efectos no lineales	254
histéresis	254, 264
saturación	254, 264
Fenómenos físicos	
Efectos de la frecuencia	
Eddy currents	16, 39
Efectos no lineales	
histéresis	16, 39
saturación	16, 39
Flujo	
de Dispersión	55
Magnetizante	55
FRAT	6
Frecuencia de Resonancia	xxi
<i>Geometric Models</i>	259
grupo de conexión	258
IFRA	Véase Impulse Voltage Method
Inductancia	
Dispersion	264
Magnetizante	
mutua	39
mutua	264
propia	39
propia	264
inrush current	20
inspección y diagnóstico	2
Líneas de Transmisión	45
Low Voltage Impulse	247
LVI	Véase Low Voltage Impulse
mantenimiento	2
predictivo	2

Modelado	
datos de entrada	19
constructivos	19
medidas eléctricas	20
Obtención de parámetros	33, 40
post-construcción	19
pre-construcción	19
técnica de	25
Análisis Modal	21
Combinación de	22
Ecuaciones Analíticas	21
FEM	19
Líneas de Transmisión y Onda Viajera	22
Magnetico-Geometrico	22
Principio de Dualidad	17, 22, 40, 63
Solución analítica	19
Modelo	
constructivos	12
Constructivos	19
de comportamiento	12
de identificación	12
físicos	12
de Comportamiento	20
de Identificación	20, 21
Black Box	21
Físico	21
uso diagnóstico	20
uso explotación	20
de Pleite	6
elemento físico	24
Equivalente Circuitual	25
estructura	24, 33
propósito	24
On Line	5, 11
Onda Viajera	45
Parámetros	
Concentrados	xxii, 46
Distribuidos	46
pressboard	54
Rango de Frecuencia	
Alta Frecuencia I	56, 60
Alta Frecuencia II	60
Baja Frecuencia	48
Frecuencias Medias	53
Muy Alta Frecuencia	47, 61
Respuesta en Frecuencia	xxii
Setup de medida	250
simulación	19
Síntesis de Circuitos	21, 25
Skin Effect	256, 265
stray losses	265
Sweep Frequency Response Analysis	247
Teoría Electromagnética	44

Tipo de Conexión		Short Circuit Self Admittance.....249
Indep-Indep.....47		Transfer 52, 53
Tipos de medida SFRA249		Transfer Admittance249
Capacitive Inter-winding 54, 249		Topology –Based Models259
End-to-End 39, 50		Transformada Rápida de Fourier..... 246, 247
End-to-End53		transformador 12
End-to-End249		diagnóstico y mantenimiento..... 12
End-to-End Short Circuit 51, 53		técnicas de 12
End-to-End short-circuit.....249		elementos del..... 12
Inductive Inter-Winding.....249		simulación 12
Interwinding39		Transient Network Analyzer xxiii, 253
Inter-Winding.....249		transitorios electromagnéticos.....253
Open Circuit Self Admittance249		

Capítulo 1. Motivación, Objetivos y Metodología.

1.1 Introducción.

Es un hecho que el aseguramiento de la calidad en el suministro es una de las labores más importantes de las empresas del sector eléctrico donde el transformador de potencia y distribución constituye un elemento esencial a considerar.

El Mantenimiento Predictivo de la máquina se realiza a partir de la Inspección y Diagnóstico basado en las diversas pruebas a las que se le somete a lo largo de su ciclo de vida. El objetivo es obtener información sobre el estado de los distintos elementos que constituyen el transformador. Podemos destacar las pruebas siguientes⁴:

- Diagnóstico del Aceite
 - Dissolved Gas Analysis (DGA)
 - Insulating Oil Quality
- Diagnóstico del aislante
 - Factor de Potencia
 - Resistencia de Aislamiento/Recovery Voltage Measurement (RVM)
 - Medida de PD en servicio
 - Espectroscopia Dieléctrica, FDS.
- Diagnóstico de Arrollamientos y/o Cambiador de Tomas en Carga
 - Resistencia de Arrollamientos
 - Relación de Transformación
 - Reactancia de Dispersión / Impedancia de Cortocircuito.
 - Frequency Response Analysis, F.R.A.
- Diagnóstico de otros o varios elementos.
 - Termografía
 - Medida de temperatura interna y de la cuba.

La técnica del Análisis de la Respuesta en Frecuencia, conocida por sus siglas en inglés F.R.A se desarrolló para el diagnóstico de los arrollamientos.

Como se deduce del análisis de la Tabla 1, después de las bornas y junto con el elemento mecánico que constituye el OLTC, los arrollamientos (*windings en inglés*) son los componentes con mayor probabilidad de fallo en el transformador.

⁴ En algunos casos se ha mantenido la terminología en inglés para mantener la concordancia con las siglas y considerarse que su uso está suficientemente extendido en el sector eléctrico español. Recopilación de técnicas recogidas de la referencia [21].

Componente defectuoso	Distribución de fallo en % entre los componentes estudiados				
	CIGRE Survey, [22] ⁵	CEA Survey ⁶ , [23]	DOBLE Clients, [24]	ZTZ-Service Clients, [24]	South Africa [25]
Bornas/Accesorios	29	29	35	45	14
Cambiador de tomas	15	39	16	9	24
Aislamiento	12	16	9	17	30
Envejecimiento del arrollamiento	31		16	12	17
Deformación del arrollamiento			12	10	
Núcleo	2	10	7	7	15
Cables y conexiones	11	6	5	-	-

Tabla 1. Probabilidad de fallo en los distintos elementos del transformador. Obtenida de [34].

El desplazamiento y/o deformación de los arrollamientos, debido a fuerzas mecánicas generadas en los cortocircuitos o en el transporte, es uno de los problemas más serios y difíciles de detectar. Tradicionalmente, el desencubado y la inspección directa eran los únicos procedimientos utilizados. Para solventar el elevado coste que implica esta operación, se han desarrollado o al menos experimentado con diversas alternativas, recogidas en la Tabla 2.

Entre todas ellas, existe unanimidad entre la comunidad científica y profesionales del sector eléctrico al considerar la técnica FRA como la más utilizada para este daño. Los estudios realizados para su aplicación e interpretación son los más extendidos y los resultados reportados permiten afirmar que es la técnica más prometedora para la obtención de un diagnóstico correcto del estado del arrollamiento, tal y como se evidenció en el Coloquio anual de CIGRE SC A2 en 2003. Obviamente, también se coincide en que sería totalmente preferible si varias técnicas dieran lugar a indicaciones complementarias, aunque la experiencia demuestra que esto no siempre es posible.

Adicionalmente a su uso en el diagnóstico, el análisis de las medidas FRA permiten un conocimiento del comportamiento del transformador en un amplio ancho de banda (de 10 Hz a 10 MHz) lo que facilita el análisis de los fenómenos de interacción entre el transformador y el resto de los sistemas de potencia. El procedimiento para la identificación de defectos en el transformador mediante el Análisis de su Respuesta en Frecuencia más extendido en la actualidad consta de 3 pasos:

1. Obtención de la respuesta en un ancho de banda entre 10 Hz y 10 MHz (los valores difieren según la norma [1] - [4]) en un estado del transformador considerado como Referencia (estado sano o inmediatamente después de su fabricación). Respuesta Cc en Figura 2.
2. Obtención de la misma respuesta en el estado de Evaluación de la condición del transformador. Respuesta Aa en Figura 2.
3. Comparación, mediante diversos procedimientos, de las dos respuestas anteriores. Cualquier cambio en la condición del transformador es susceptible de reflejarse en la respuesta obtenida por lo que diferencias entre las dos medidas implican variación en el estado de la máquina con respecto al estado de referencia.

⁵ Desconexiones forzadas y programadas con el OLTC.

⁶ En la comparación se excluyen los fallos debidos a elementos de refrigeración y equipos auxiliares.

Diagnostic technique	Advantages	Disadvantages
Magnetising (exciting) current	Requires relatively simple equipment. Can detect core damage.	Not sensitive to winding deformation. Measurement strongly affected by core residual magnetism.
Impedance (leakage reactance)	Traditional method currently specified in short-circuits test standards. Reference (nameplate) values are available.	Very small changes can be significant. Limited sensitivity for some failure modes (best for radial deformation).
Frequency Response of Stray Losses (FRSL), [30], [31]	Can be more sensitive than impedance measurement. Almost unique to detect short circuits between parallel strands.	Not a standard use in the industry.
Winding capacitance	Can be more sensitive than impedance measurements. Standard equipment available.	Limited sensitivity for some failure modes (best for radial deformation). Relevant capacitance may not be measurable (e.g. between series/common/tap windings for auto transformers).
Low Voltage Impulse (LVI) (time domain)	Recognised as very sensitive.	Specialist equipment required. Difficult to achieve repeatability. Difficult to interpret.
Frequency Response Analysis ⁷	Better repeatability than LVI with the same sensitivity. Easier to interpret than LVI (frequency instead of time domain). Increasing number of users.	Standardization of techniques required. Guide to interpretation required.
Análisis de la señal de vibración generada durante el funcionamiento del transformador, [26]-[29].	La instrumentación utilizada es sencilla y no se necesita inyección de señales de medida.	La medida depende de multitud de factores.
Aplicación de medidas de ultrasonidos on line, [33].	No analizado	No analizado
short-circuit resistance control z_k , [40]	No injection signal is needed.	Absence of consideration of z_k dependence on the operation mode of the transformer and dependence of the measurement result in the frequency, as well as the complexity of the arrangement of a high-frequency matching device of voltage differences that limits the possibilities of the use of this method.

Tabla 2. Relación de técnicas para la detección de deformación en arrollamientos⁸, [2],[34].

⁷ Los fundamentos de la técnica se encuentran recogidos en el anexo A.I.

⁸ Para mantener intacta la tabla del borrador de norma editado por CIGRÉ, hay casos en los que no se ha procedido a la traducción.

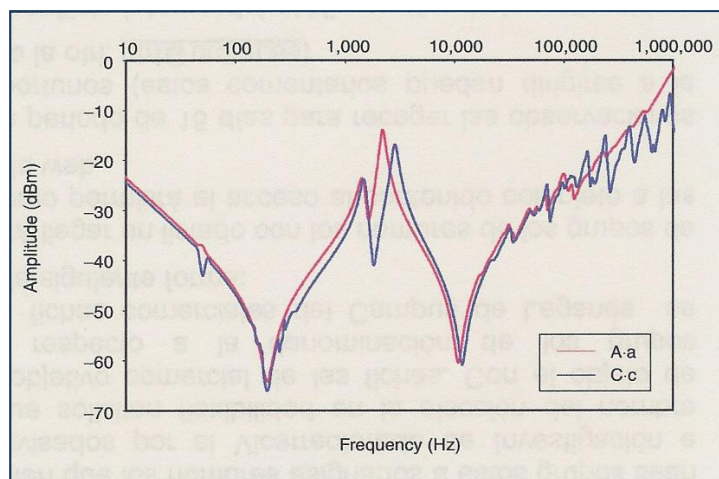


Figura 2. Comparativa entre 2 respuestas FRA. Estado de referencia vs. con deformación axial.

Debido a la reciente implantación de la técnica y como se puede deducir de la revisión bibliográfica desarrollada en el Capítulo 2 y de las conclusiones del coloquio citado con anterioridad entre otras fuentes, [2], [18], existen diversas dificultades relacionadas con el ensayo eléctrico que indican que es necesaria una investigación más extensa:

- No existe una normativa internacional que estandarice la técnica FRA. Los organismos CIGRE, IEC, IEEE y Gobierno Chino, han presentado cuatro documentos [1] al [4] respectivamente, con la intención de dotar una normativa estandarizada pero hasta el momento ninguno ha sido completamente concluido y aprobado (excepto la norma China).
- Existe una necesidad de una metodología objetiva y sistemática de obtención de la medida que localice, cuantifique y a ser posible elimine, los distintos factores por los que se ve afectada.
- La medida FRA debe realizarse en descargo. A pesar de algunos trabajos de investigación de distinta relevancia, [35], no existe en la actualidad un sistema que permita la obtención de la medida con el transformador bajo carga, comúnmente denominado On Line.
- Hasta el momento no es posible relacionar de forma unívoca y definitiva los daños producidos en el transformador con los cambios en su respuesta en frecuencia por lo que existe necesidad de una metodología objetiva y sistemática de interpretación de las medidas.

1.1.1 Motivación y Entorno de la Investigación.

La comunidad científica ha desarrollado multitud de trabajos para solventar las carencias de la técnica FRA. De su revisión se concluye que el uso de modelos del transformador como herramienta para la detección y cuantificación de defectos, es la metodología más extendida y prometedora.

El diagnóstico mediante el uso de modelos de interpretación de la medida FRA se fundamenta en 3 pasos, derivados del procedimiento utilizado en la actualidad:

1. Obtención del modelo (Figura 3-inferior) a partir de los datos de la respuesta en el estado de referencia (Figura 3- superior).
2. Obtención del modelo en el estado de evaluación.

3. Comparación de los modelos en ambos estados e interpretación de los fenómenos físicos ocurridos a partir del análisis de las diferencias.

Por tanto el modelo debe simular el comportamiento real de los distintos elementos constitutivos del transformador, reproduciendo la respuesta en frecuencia con una discrepancia menor que la producida por cualquier deformación real.

A pesar del gran número de trabajos de investigación, la revisión bibliográfica demuestra que aún no se ha conseguido un modelo que cumpla definitivamente con las dos condiciones anteriores.

La Universidad Carlos III de Madrid lleva trabajando en el desarrollo de modelos FRA desde 1998 junto con la compañía española de suministro eléctrico Unión Fenosa S.A. Fruto de esta colaboración, se dispone en la actualidad de una Herramienta de Modelado aplicada al diagnóstico e implementada en un software comercial denominado “FRATv4” en referencia a la cuarta versión lanzada en la actualidad. También se dispone de una patente industrial que protege el procedimiento de modelado del transformador en el que se basa la Herramienta.

El modelo de transformador implementado en la Herramienta y desarrollado en la Tesis del Dr. J. Pleite en la Universidad Carlos III de Madrid, [20] está conformado por dos elementos principales. Por un lado una topología de circuito basada en la unión serie de diversas celdas conformadas por 3 elementos R, L y C en paralelo (Figura 3, parte inferior) y por otro en el algoritmo de cálculo de los parámetros eléctricos, basado en la minimización del error entre la respuesta del modelo y la medida del transformador.

La Herramienta FRAT ha supuesto un avance significativo en cuanto al diagnóstico basado en la técnica FRA ya que permite cuantificar e identificar las causas de las variaciones producidas en la respuesta en frecuencia debido a un daño o fallo. A pesar de ello, existe un margen de mejora de este modelo que aporte un valor añadido significativo en cuanto su versatilidad y su detalle en la detección del daño interno, particularmente aplicable a los transformadores de mayor interés industrial como son los trifásicos.

La Tesis que aquí se presenta nace motivada por la necesidad de la comunidad científica y empresarial de una herramienta de interpretación de la respuesta en frecuencia para el diagnóstico del transformador. Su punto de partida se establece en el Modelo de Pleite, [20] y en la filosofía de diagnóstico plasmado en la Herramienta FRAT.

1.1.2 Objetivos.

La investigación tiene como objetivo el **desarrollo de un procedimiento de modelado y la obtención de un modelo de transformador trifásico para su interpretación y diagnóstico basado en el análisis de la respuesta en frecuencia.**

Para su consecución es necesario cubrir los siguientes sub-objetivos:

1. Diseño de los pasos del procedimiento de modelado.
2. Desarrollo de la topología del circuito paramétrico que constituye la estructura del Modelo.
3. Desarrollo del procedimiento de cálculo de los parámetros.
4. Validación del Modelo.

5. Obtención de criterios de diagnóstico e interpretación de la respuesta en frecuencia mediante el uso del Modelo.

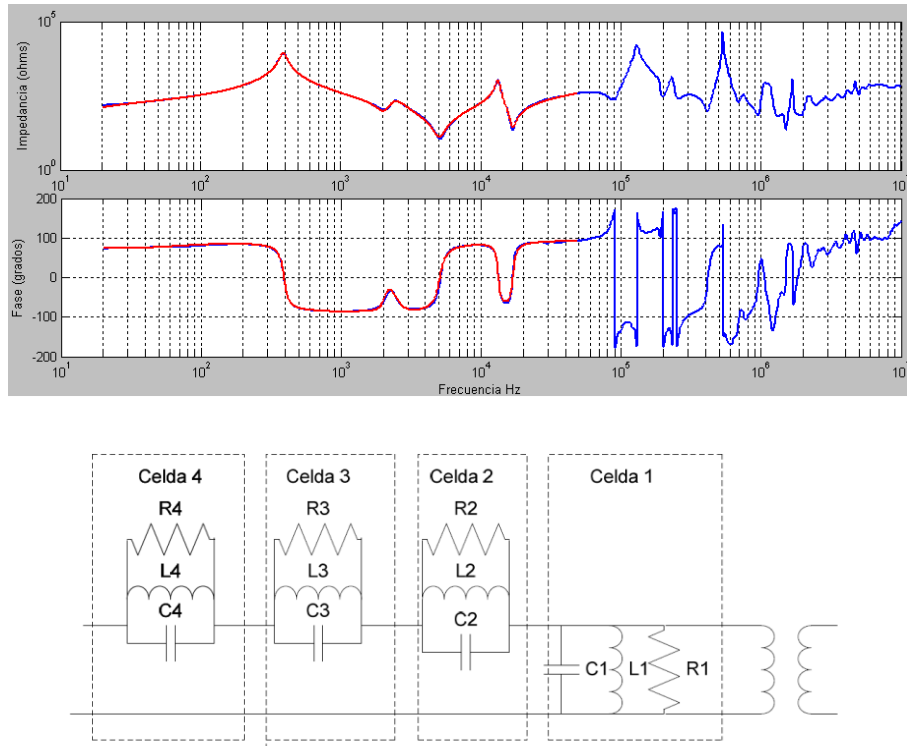


Figura 3. Parte superior: Respuesta real (azul) y del modelo (rojo) en estado de referencia. Parte inferior: Estructura del modelo utilizado.

1.2 Metodología de la Investigación

Para la consecución de los objetivos, la investigación se ha desarrollado siguiendo el diagrama de la Figura 4.

El procedimiento de modelado se ha basado por un lado en el estudio de las alternativas de modelado existentes en la bibliografía, especialmente el Modelo de Pleite y la filosofía de la herramienta FRAT. Por otro, en el análisis de más de 60 casos experimentales de respuestas de transformadores reales y más de 300 medidas en un transformador prototipo.

Desde este punto de partida, el procedimiento diseñado se ha aplicado de forma iterativa para la obtención del modelo de un transformador trifásico de dos arrollamientos, hasta que la comprobación experimental sobre las respuestas reales de un transformador prototipo de 25 KVA, perteneciente al grupo de investigación, ha resultado satisfactoria. Los tres puntos fundamentales en el procedimiento son:

- el diseño de la topología del circuito que conforma la estructura del modelo.
- el diseño del procedimiento matemático de cálculo de los parámetros eléctricos.
- la validación del modelo obtenido.

Por último el modelo completamente validado es usado como herramienta para la obtención de criterios de diagnóstico generales en 4 transformadores de potencia entre 6 y 25 MVA.

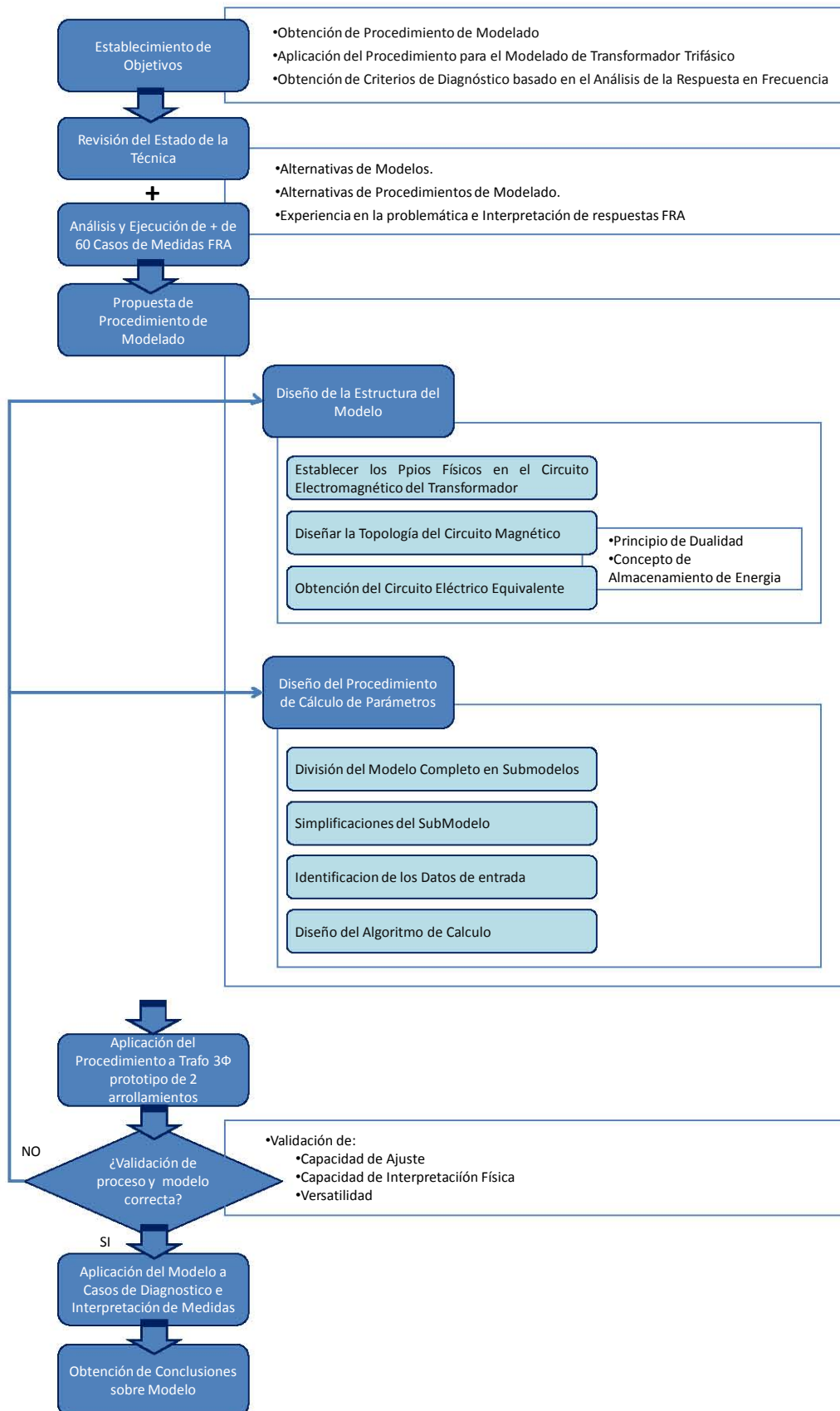


Figura 4. Metodología de la Investigación de la Tesis.

Capítulo 2. Revisión del Estado de la Técnica.

Las potencialidades de la técnica FRA para el diagnóstico predictivo de transformadores han hecho que suscite un elevado interés tanto en los agentes investigadores como empresariales y productivos.

Sin embargo, no hay que olvidar que debido a su aparición relativamente reciente y la complejidad intrínseca de la técnica, todavía existe un amplio campo para la investigación.

Tomando como referencia los borradores de norma existentes, [1]-[4] se pueden resumir los 3 puntos de mayor interés en la investigación FRA, ya indicados en el Capítulo 1:

- Necesidad de normativa y estandarización en la aplicación del ensayo.
- Necesidad de procedimiento de interpretación y diagnóstico.
- Necesidad de proceso de medida On Line .

La búsqueda de avances significativos en cualquiera de estas tres áreas y el carácter interdisciplinar inherente a la investigación FRA ha generado multitud de trabajos desde los comienzos de la técnica.

Con el objetivo de dotar de una sólida base documental y bibliográfica al presente trabajo y como primer paso para cualquier proceso investigativo, en este capítulo se ha procedido a la revisión y clasificación de las referencias existentes sobre la técnica FRA en general (apartado 2.1) y sobre el modelado de transformadores en particular (2.2).

2.1 Revisión de la Técnica FRA

El Análisis de la Respuesta en Frecuencia FRA se enmarca, tal y como se muestra en la Figura 5 tomando como centro de referencia el transformador de potencia y distribución ⁹. Los estudios del transformador se dividen entre los trabajos para la simulación de su comportamiento y los que versan sobre el diagnóstico y mantenimiento .

Con la **simulación** del comportamiento del transformador se buscan dos objetivos, presentados a continuación:

En primer lugar, permite entender su funcionamiento en el proceso de **uso y explotación** y la interacción con otros elementos del sistema de potencia, como por ejemplo el cálculo de protecciones o aislamiento. En este caso, las herramientas de simulación son los modelos que en esta investigación se han denominado de **comportamiento**. Estos a su vez se pueden dividir entre modelos de **identificación** si la estructura que conforma el modelo no aporta conocimiento alguno de las propiedades físicas del transformador, o **físicos** , en caso contrario. En el anexo A.II se recoge un estudio más detallado de la simulación del transformador en los sistemas de potencia.

En segundo lugar, la simulación es un procedimiento esencial en el proceso de **diseño**, para lo cual se utilizan los modelos **constructivos** cuya denominación proviene del hecho de que sus parámetros son calculados a partir de los datos de construcción del transformador y utilizando técnicas como modelado por elementos finitos, Bjerkan, [34]; Abeywickrama,[116]; De León [52]; Rahimpour, [117].

La segunda línea de estudio del transformador se centra en el **diagnóstico y mantenimiento**. Para el tema que atañe en esta investigación, el documento se focalizará únicamente en el mantenimiento predictivo. Los estudios existentes se pueden clasificar en función de los distintos elementos constitutivos del transformador y con mayor probabilidad de fallo –véase Tabla 1-, entre los que destacan las bornas, el aceite y sistema de aislamiento, OLTC, núcleo y arrollamientos.

La **técnica** idónea de diagnóstico estará determinada en cada caso por el elemento del transformador susceptible de defecto. La técnica FRA está especialmente indicada para la detección de deformaciones en los arrollamientos, aunque diversos documentos han demostrado su efectividad en la detección de fallos en otros elementos. Existen trabajos incluso que relacionan la respuesta en frecuencia con el proceso de secado del transformador, [90].

Los numerosos documentos sobre FRA se pueden clasificar básicamente en dos líneas, los que versan sobre la **aplicación y normas de uso y procedimientos** de la técnica, y los que se centran en aspectos puramente del **diagnóstico**, normalmente ofreciendo ejemplos de análisis de casos reales.

Los primeros, que suelen coincidir con las investigaciones más tempranas sobre la técnica, se pueden dividir a su vez en función del objetivo de la investigación, clasificándose en:

- **Divulgación General;** corresponden a artículos que buscan introducir la técnica FRA. Son los documentos de divulgación más antiguos, como por ejemplo el de Dick y Erven, [41] considerados los padres de la técnica, o Vaessen, [62] u otros artículos de referencia más

⁹ Otros tipos de transformadores como los de microelectrónica o electrónica de potencia presentan otras características para las cuales no es inmediata la aplicación del trabajo desarrollado.

recientes donde se hace un repaso general al estado del arte de la técnica, [61] o la presentación de las bases de un sistema experto fundamentado en inteligencia artificial, [194]. Dentro de esta categoría, también se localizan los 4 borradores de norma existentes hasta el momento, [1]-[4].

- **Ejemplos y Casos de medida**, [59]; ofrecen ejemplos de uso y prácticas más utilizadas para su estandarización, tales como el artículo de Tenbohlen y Ryder, [63], donde se ofrece la comparativa entre las medida SFRA e IFRA, o el de D. Wang, donde se analizan los distintos tipos de conexión en la medida, [66].
- **Efectos de influencia en la medida**, [67]; donde se muestran los estudios relacionados con los diversos efectos que pueden influenciar la medida tales como los cables e instrumentación, [42], temperatura, nivel de aceite, ruido o presencia de magnetización remanente, [44], [60] entre otros. Es de especial interés el artículo de Sano, [83] donde se analizan en el mismo documento varios efectos como cables, bornas y aceite.
- **Medida On Line**; corresponden a las investigaciones relativas a la aplicación de la técnica mientras el transformador sigue en carga. Los trabajos más prometedores parecen ser los desarrollados por el NEETRAC y EPRI desde 2003, llegando incluso a anunciar el éxito de medidas on line, [43].

Los segundos corresponden a las investigaciones que buscan en el Análisis de la Respuesta en Frecuencia una técnica definitiva o complementaria para el diagnóstico de transformadores. En función de la temática tratada, se pueden clasificar en las siguientes categorías:

- **Interpretación directa**, cuando la investigación trata sobre ejemplos, bien en **transformadores reales**, o bien en **transformadores modelo o prototipos de laboratorio**, [65], [69] donde se relacionan causas y efectos con el objetivo de obtener pautas de diagnóstico o estudiar la sensibilidad de las medidas FRA, Bjerkan [34]. El trabajo de Sofian, [68] es también un claro representante de este tipo de artículos donde el análisis se realiza al más bajo nivel, considerando la respuesta en frecuencia de elementos C, L y R por separado. La colección de artículos de Satish y Ragavan, [84]-[89] son especialmente relevantes en la obtención de criterios, aunque estos autores no utilizan las medidas SFRA propiamente dicha sino el método Transfer Function (TF) que proviene de la medida IFRA tipo impulso.
- **Modelado**, corresponde con la línea de investigación seguida en esta Tesis y aglutina todos los trabajos relacionados con el modelado del transformador como herramienta de simulación de su comportamiento. La cantidad de trabajos en esta área es tan extensa así como la relevancia para la investigación de la Tesis que se discutirá más detalladamente en el apartado 2.2 del capítulo.
- **Uso de otras técnicas**. A pesar de que el uso de un modelo del transformador es la herramienta más utilizada para la obtención de criterios de diagnóstico, existen otros trabajos cuyo objetivo ha sido la interpretación de las medidas FRA a partir de otros procedimientos, entre los que cabe destacar los siguientes:
 - **Análisis estadístico**. Comienza con el trabajo de Ryder, [64] aunque es seguido por otros autores como Coffeen –método OWA, [70]-, o las referencias [71], [75]. Se utilizan indicadores estadísticos para cuantificar las diferencias entre medidas en estado sano y supuestamente dañado. Un método similar es el utilizado en la norma China para la evaluación del estado del transformador, [4].
 - **Redes Neuronales**. Después del uso de modelos, esta línea de trabajo es la más extendida para la interpretación de los datos de la respuesta en frecuencia del transformador o de un modelo del mismo (tratados de distinta forma en función del grupo investigador). Son usados para entrenar una red neuronal que permita la

obtención de patrones de clasificación de fallos. Especialmente relevante es el trabajo [72]. Otros ejemplos se encuentran en las referencias [76] donde también se hace uso de un modelo del transformador, o en [73], [74], [78] y [79]. Utilizando un procedimiento de lógica difusa, el trabajo de Secue [80], intenta obtener un sistema de diagnóstico basado en medidas FRA.

- **Técnicas de Procesado de Señal**, [77] y **Wavelets**, [81], [82].

Por tanto, y a modo de resumen, las líneas de investigación de la técnica FRA se encargan principalmente de solventar las carencias que hasta el momento adolece. Para aquella que implica la interpretación y diagnóstico a partir de las respuestas FRA, a la vista del gran número de trabajos existente, la metodología basada en el modelado es la que más interés ha suscitado.

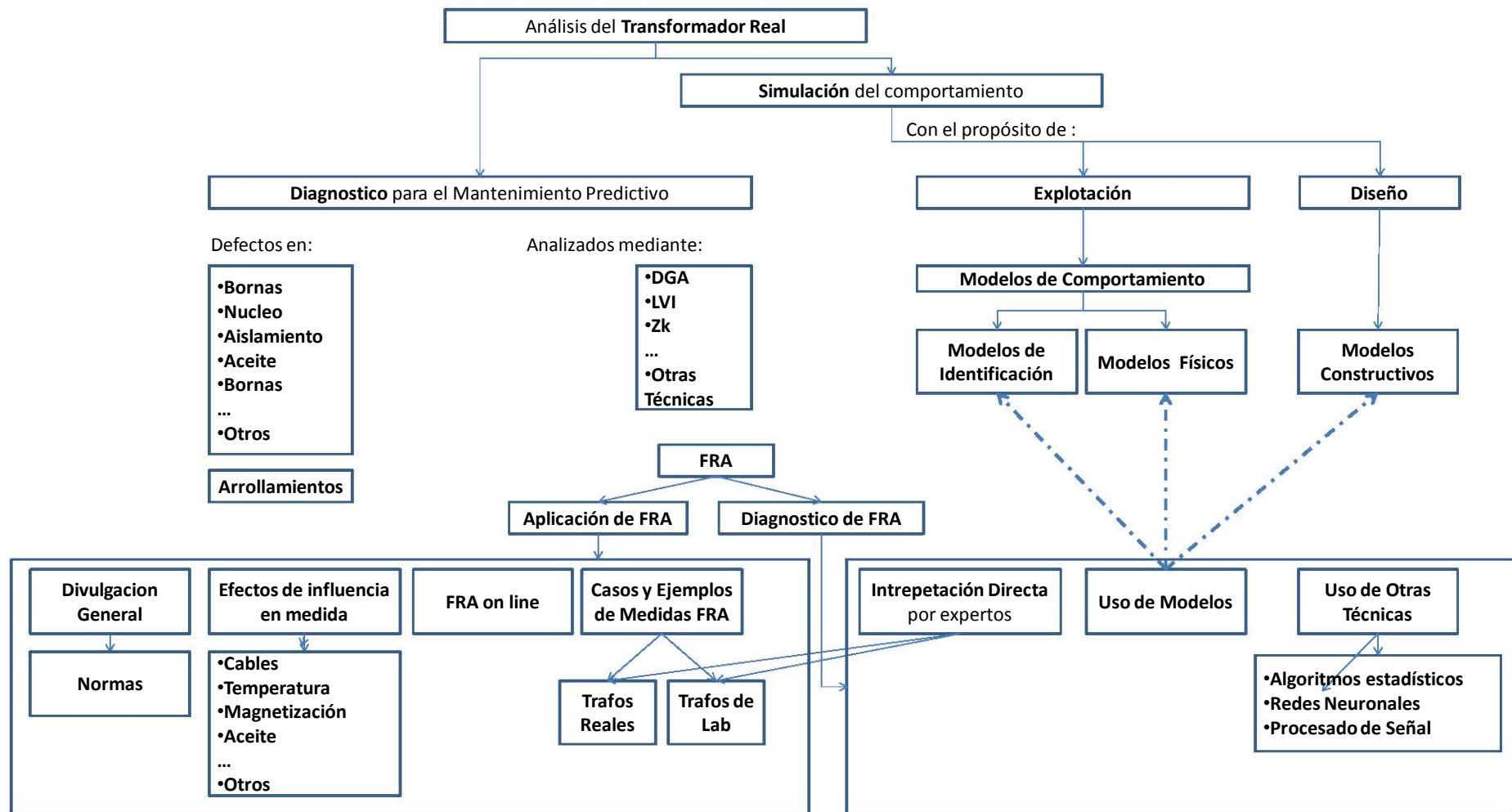


Figura 5. Mapa conceptual de la investigación de la técnica FRA

2.2 Revisión y Análisis del Modelado de Transformadores.

2.2.1 Aspectos básicos de modelado de transformadores.

En 1915 aparece la primera representación del transformador, realizada por Weed [127]. Posteriormente se fueron desarrollando y presentando diferentes modelos con distintos enfoques y aplicaciones. En un intento de aglutinar y clasificar estos modelos, aparece en 1958 lo que el autor de esta Tesis ha identificado como el primer análisis bibliográfico, llevado a cabo por Abetti, [45]. Actualmente, merece ser destacado el trabajo realizado en este sentido por Martínez, [31] en el campo de la simulación. El propio autor de esta Tesis ha realizado y propuesto un análisis bibliográfico en la aplicación de modelos para interpretación FRA, [18],[19], que es mostrada en el apartado 2.2.2.

La revisión bibliográfica comienza con el análisis de las principales normas y estándares internacionales relacionados con el proceso de modelado. Aunque no existe un estándar específico para la obtención de modelos de transformador, como sucede en el caso de máquinas síncronas, sí han aparecido diversos documentos del IEEE, CIGRÉ e IEC, [8]-[13] y [16], que ofrecen unas guías de especial interés para la obtención de modelos usados en el cálculo de transitorios.

El anexo A.II resume los principales aspectos recogidos en los documentos. A continuación se muestran las conclusiones obtenidas de su consulta, por orden de relevancia, para la investigación:

1. La obtención de un modelo del transformador en un amplio ancho de banda es una tarea que puede dar lugar a ineficiencias en la simulación o problemas en el cálculo de parámetros debido a la complejidad de los datos necesarios. El procedimiento idóneo aboga por el desarrollo de modelos específicos donde los elementos a modelar y el ancho de banda en frecuencia de aplicación estarán definidos por el objetivo buscado con el modelo. Hasta el momento no existe un modelo de transformador definitivo que simule con total precisión todos los fenómenos físicos presentes aunque el más completo parece ser es el desarrollado por De León, [52].
2. Los fenómenos físicos que deberían estar incluidos en un modelo completo se resumen¹⁰ en la Figura 6. Dependiendo del objetivo final del modelo y la complejidad buscada, se incluirán más o menos parámetros representativos de la realidad física, aunque los principales son:
 - a) El modelo del núcleo estará constituido por una resistencia R_m que representa las pérdidas totales en vacío con una inductancia magnetizante L_m en paralelo. Sus valores dependen de la tensión aplicada por los fenómenos de histéresis y saturación y de la frecuencia por el fenómeno de corrientes inducidas “*Eddy currents*”.
 - b) El modelo del arrollamiento debe contener una resistencia $R_{winding}$ que depende de la frecuencia en la forma de la Ecuación 45 y de una inductancia L_d que representa el flujo de dispersión. Idealmente los efectos deben estar separados en parámetros representativos de cada uno de los arrollamientos en una misma fase.

¹⁰ Para facilitar la lectura del documento, la explicación del contenido de la tabla se recoge en el anexo A.III

- c) Los efectos capacitivos se deben añadir para el estudio de fenómenos a alta frecuencia aunque pueden resultar también relevantes en estudios de baja frecuencia en cuanto a cómo llegar a la magnetización del núcleo.
- 3. Existen multitud de metodologías para la obtención del modelo del transformador, pero los más completos para bajas y medias frecuencias son aquellos que están basados en el Principio de Dualidad .
- 4. Las dificultades más relevantes en el modelado del transformador, según los estándares radican en que:
 - a) Cada transformador tiene una topología constructiva distinta de núcleo y arrollamientos.
 - b) Los efectos no lineales de histéresis y saturación y dependientes de la frecuencia como Eddy currents son difíciles de modelar.
 - c) Es imprescindible modelar convenientemente el acoplamiento entre fases en los transformadores trifásicos, Martínez [11].
 - d) El cálculo de los parámetros del modelo con medidas y/o procedimientos de ajuste en un amplio ancho de banda puede ser altamente complejo. Esta tarea se facilita si se aborda dividiendo el ajuste a anchos de banda concretos y delimitados.
 - e) La información ideal para el cálculo de parámetros del modelo está constituida por ensayos diseñados *ad hoc* para el modelo e información constructiva. Desafortunadamente estos datos no están siempre disponibles.
 - f) El gasto computacional puede ser inasequible en los modelos de complejidad elevada.

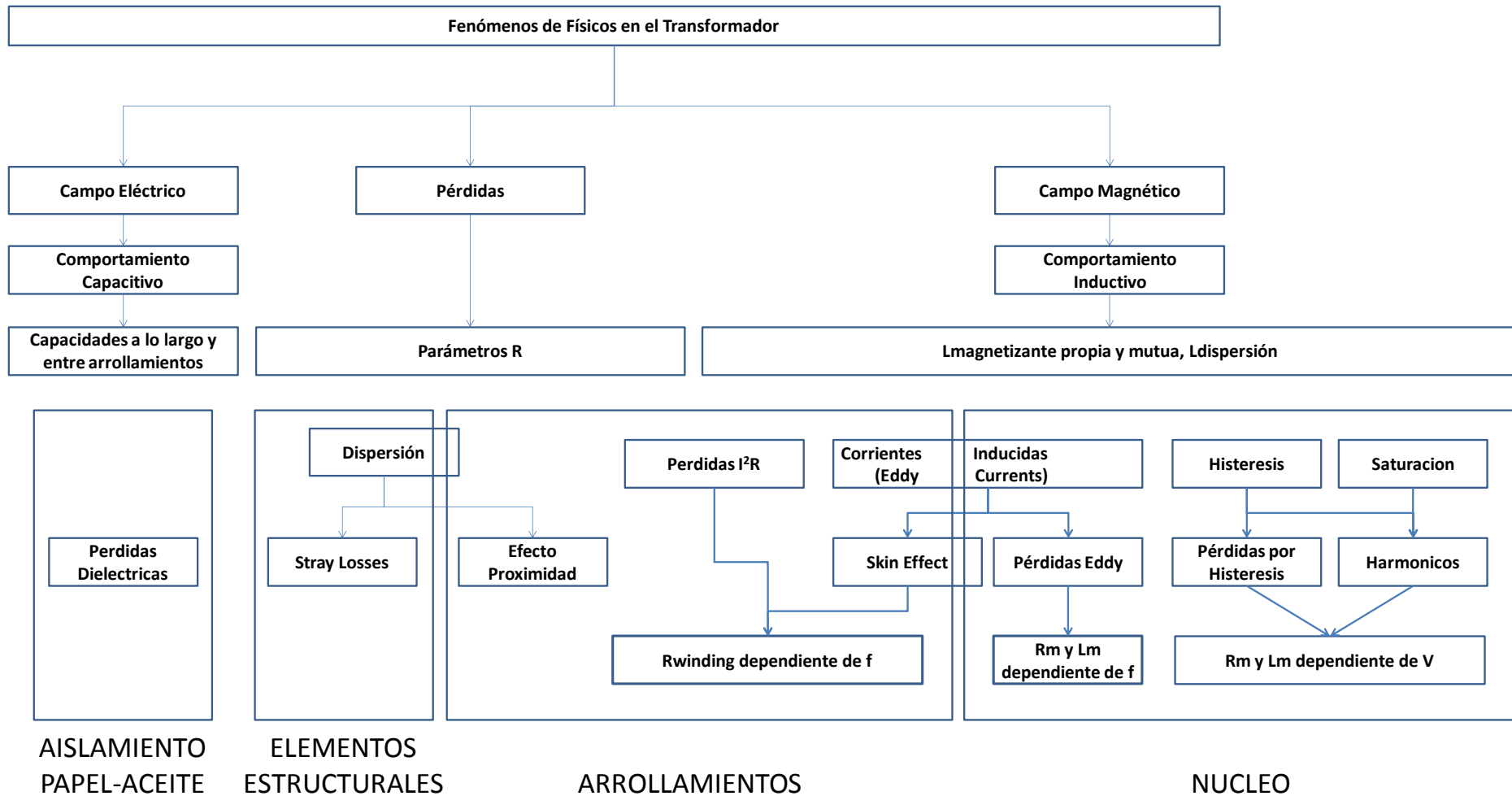


Figura 6. Fenómenos físicos del transformador y su representación en el modelo

2.2.2 Estrategias de modelado general de transformadores.

La tarea del modelado del transformador ha dado lugar a un excelso número de ejemplos, recogidos en la bibliografía, caracterizados por diversos y distintos factores que hacen complicado complicada su clasificación como pertenencia a grupos perfectamente definidos. Aun así, la Figura 8 muestra una clasificación general de los distintos tipos de modelos de transformador atendiendo a las principales características del procedimiento de modelado y tomando como referencia las conclusiones de las guías anteriormente analizadas y el trabajo previo que forma parte de la presente investigación, recogido en la referencias [18] y [19].

Siguiendo el esquema de la Figura 8, todos los modelos parten del mismo objetivo común consistente en la simulación del comportamiento del transformador. A partir de este punto se puede establecer la primera clasificación diferenciando entre estrategia de modelado Pre y Post construcción en función de si estos son obtenidos antes o después de la construcción del transformador respectivamente.

2.2.2.1 Modelado Pre-Construcción.

El modelado Pre-Construcción da lugar a los denominados **Modelos Constructivos** ya que se usan como herramienta de apoyo en el diseño y fabricación del transformador, permitiendo conocer con anterioridad algunas de sus especificaciones. Los **datos de entrada** utilizados para su constitución están compuestos por las características constructivas de la máquina (geometría y propiedades de los materiales) e información relativa al proceso de fabricación.

Uno de los ejemplos más reseñables es el de Wilcox, [109], [101] donde el cálculo de las inductancias se realiza a partir de estos datos o el modelo de Bjerkan, [34] que analiza la sensibilidad FRA en un modelo FEM. El cálculo de pérdidas y flujos de dispersión mediante técnicas FEM son un uso clásico de este tipo de modelos. Los trabajos de modelado en FEM de López-Fernández, donde se estudia el nivel de aislamiento del transformador, [100] o la distribución de temperaturas [99] previo a la construcción de la máquina son otros ejemplos reseñables.

Las técnicas de obtención del modelo constructivo más utilizadas entre los ejemplos de la bibliografía, adaptadas de Martínez, [13], Soysal, [49] y De León, [52] son:

- Solución numérica del problema continuo mediante Elementos Finitos. Dependiendo del software es posible acoplar campo eléctrico y magnético .
- Solución analítica del campo electromagnético . Debido a la complejidad del problema únicamente es aplicable a geometrías simplificadas y desacoplando campo eléctrico y magnético.

La principal ventaja de los modelos de construcción es su capacidad de representar, a partir de sus parámetros, algún elemento o fenómeno físico del transformador. En contraposición, los datos constructivos necesarios no siempre están disponibles y los modelos son obtenidos para un transformador en concreto y la extrapolación a un modelo general no siempre es posible.

2.2.2.2 Modelado Post-Construcción.

La estrategia de modelado post construcción se aplica para obtener modelos cuya simulación puede tener dos posibles finalidades. Por un lado el objetivo puede ser **diagnóstico** cuando la simulación del modelo se aplica para conocer el estado del transformador y averiguar si es necesaria una intervención de mantenimiento. Los resultados se usan como herramientas de apoyo a las técnicas de detección de fallos tales como análisis de descargas parciales, Mitchell [91], Akbari, [90] y por supuesto para el análisis de la respuesta en frecuencia, tanto para el análisis de la sensibilidad, Vaessen [38] como para la obtención de criterios de diagnóstico. En este caso son especialmente relevantes los trabajos de las referencias [130]-[138]. Por otro lado, la simulación de los modelos se puede utilizar para conocer el comportamiento del transformador y su interacción con los demás elementos del sistema de potencia en el que se encuentra instalado, y por tanto con unos fines de **explotación**. En los estándares de IEEE, CIGRÉ e IET analizados en el anexo A.II y en el documento de investigación previo a la Tesis de la referencia [18] se recoge una extensa revisión bibliográfica de los modelos utilizados en estos casos. Se pueden citar como ejemplos el diseño de protecciones, Okabe [92] donde se desarrolla un modelo a partir de medidas e información constructiva y además se puede simular su respuesta en frecuencia a partir del programa EMTP o Yacamini, [93] para el cálculo de fenómenos de interacción de armónicos y corrientes de conexión, (*inrush current*),

En ambos casos la estrategia Post-construcción da lugar a los **Modelos de Comportamiento** cuya función última es simular, como indica su nombre, el comportamiento del transformador. Para su constitución se utilizan distintas **medidas eléctricas** características del transformador como datos de entrada (impedancias de cortocircuito y circuito abierto así como la respuesta en frecuencia entre otras) provenientes o no de los test estandarizados, como en el trabajo de Brandwajn, [94] y Dick y Erven en [39] o referencias [139]-[141] y/o la información constructiva de forma conjunta, Mombello [102], De León [52].

A su vez, los modelos de **comportamiento** se pueden dividir en dos categorías en función de su capacidad de interpretación de los fenómenos físicos, los modelos de Identificación o Físicos.

2.2.2.2.1 Modelos de Identificación.

Su objetivo es obtener una respuesta simulada lo más parecida posible a la real producida por el transformador, relegando a un segundo plano la capacidad del modelo de interpretar los fenómenos físicos que provocan las respuestas. Para ello sus parámetros se deben calcular adecuadamente para que los errores entre las medidas reales y simuladas por el modelo sean lo menores posible, independientemente de que no ofrezcan ninguna relación con los elementos o comportamiento del transformador. No se busca por tanto la relación entre parámetros y los elementos físicos del transformador por lo que no están dotados de interpretación física, Gustavsen, [118], [119]; Morched [120]. Las técnicas de desarrollo de estos modelos se fundamentan en la **Teoría de control e Identificación de sistemas**. Se pueden dividir a su vez en dos categorías:

- **Black Box Models**¹¹: Son modelos cuyas estructuras ni siquiera cuentan con parámetros, como por ejemplo las “*Look up Tables*”.
- **Matemático-Paramétricos**: Son modelos cuya estructura es capaz de simular las respuestas del transformador a partir de parámetros exclusivamente matemáticos. Debido a diversos

¹¹ Término obtenido del estándar [5] “IEEE Standard Glossary of Modeling and Simulation Terminology,” IEEE Std 610.3-1989, vol., no., pp.0_1, 1989 doi: 10.1109/IEEESTD.1989.94599.

factores estudiados en el trabajo previo a la Tesis, [18], las medidas de respuesta en frecuencia son las más difíciles de ajustar. Para este caso, los modelos más utilizados son aquellos cuya estructura se fundamenta en ecuaciones en el espacio de estados y las funciones de transferencia en sus diversas formas como ratio de dos polinomios, producto de polos y ceros o expansión de fracciones parciales, Pleite [20], a partir de las cuales se basan las técnicas de Síntesis de Circuitos. A la vista de los resultados publicados, las técnicas de ajuste de la respuesta en frecuencia en un amplio ancho de banda que ofrecen errores más reducidos son el Vector Fitting, [119] desarrollado por Gustavsen, [118], [123] y aplicado de forma comercial, [128], [129] y las FLBFs (*frequency localising basis functions*) aplicadas por Welsh, [124] y Mitchell [91].

2.2.2.2.2 Modelos Físicos

Los Modelos Físicos: se caracterizan porque las ecuaciones, estructura y/o parámetros que los constituyen guardan algún tipo de relación con los elementos constitutivos del transformador, al contrario de lo que sucedía con los Modelos de Identificación. En su constitución se prima por tanto la capacidad de interpretar, por medio de mecanismos diversos, algunos de los distintos fenómenos físicos acaecidos en la máquina durante su vida útil aunque ello implique una pérdida en la capacidad de ajustar fielmente la simulación real. Debido a su utilidad, constituyen el grupo con mayor número de ejemplos. En la referencia [11] del IEEE se puede encontrar una de las bibliografías más extensas. Los de Pirene, [46] para cálculo de fenómenos transitorios con ecuaciones integro-diferenciales. Norris, [47] y Rüdenberg [48] que trabajó con ondas viajeras para el cálculo de la distribución de la tensión impulso constituyen los primeros trabajos en este tipo de modelos. Por definición son modelos que siempre constan de parámetros en su estructura.

Las técnicas de obtención de los modelos físicos más utilizadas entre los ejemplos de la bibliografía, adaptadas de Martínez, [13], Soysal, [49] y De León, [52] son en este caso:

- Planteamiento de las ecuaciones analíticas representativas del campo magnético, de la forma de la Ecuación 2. El modelo se constituye a partir de las ecuaciones donde los parámetros L pueden ser las inductancias mutuas y propias, o las de dispersión, De León, [52]. El modelo BCTRAN y STC del software de simulación EMTP, [95] es un ejemplo donde esta técnica es utilizada.

$$[v] = [R][i] + [L] \left[\frac{di}{dt} \right] \quad \text{Ecuación 2}$$

- El Análisis Modal, , aplicado por Wilcox en la referencia [147] y Vaessen en [62] consiste en encontrar la función de transferencia de un sistema a partir de sus frecuencias y modo de resonancia, generando el equivalente circuital de la forma de la Figura 7.
- Teoría de Líneas de Transmisión y Onda Viajera ; desarrollan circuitos de parámetros distribuidos, donde la longitud del conductor es un parámetro más por lo que resulta de especial relevancia en el estudio de descargas parciales en el transformador, Hettiwatte [148] o incluso en el análisis de la deformación medida con FRA, Almas [134]. Se utiliza en el modelado de las líneas de transmisión de energía y los primeros modelos del transformador ya utilizaron esta técnica, Norris, [47] y Rüdenberg [48], seguida en la actualidad por Akbari [86] y Mitchell/Welsh [91] que utiliza el enfoque MLTL (*Multiconductor Transmission Line Model*) donde cada entrada de un arrollamiento es considerado como una línea de transmisión múltiple conectadas en paralelo.

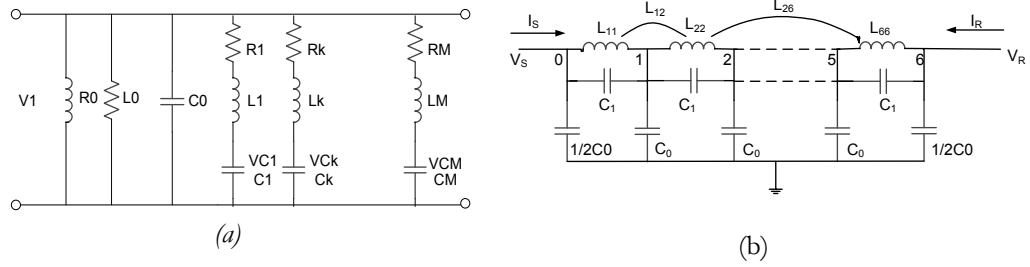


Figura 7 Modelo modal del transformador de Vaessen (a) y Wilcox (b)

- Técnicas Topológicas, que se basan en la distribución geométrica de los campos electromagnéticos en el transformador. Existen dos tendencias principales:
 - Principio de Dualidad, descubierto por Cherry [97] y desarrollado por Slemon, [98] obtiene un circuito eléctrico a partir de su dual magnético. Los trabajos de Mork, [54] y Martínez [11] son unos de los más desarrollados en el modelado del transformador basados en este principio.
 - Modelos Magnético-Geométricos, basados en ecuaciones de la forma de la Ecuación 3 donde el segundo término $\frac{d\lambda}{dt}$ representa el acoplamiento magnético y este es obtenido a partir de la topología del núcleo y las propiedades del material magnético. Los datos constructivos por tanto son necesarios.

$$[v] = [R][i] + \left[\frac{d\lambda}{dt} \right] \quad \text{Ecuación 3, donde } \lambda \text{ representa la densidad de flujo magnético}$$

- Combinación de Técnicas. La complejidad de los modelos por el elevado número de fenómenos a considerar y por tanto un amplio ancho de banda da lugar a que sea necesario utilizar varias técnicas. El trabajo de Pedersen [143] es un claro ejemplo donde se combina Vector Fitting y Síntesis de circuitos junto con datos constructivos para establecer un modelo con una elevada capacidad de ajuste en un amplio ancho de banda.

2.2.3 Características Comunes a los Modelos de Transformador.

A pesar de la multitud de trabajos de modelado y las diferencias entre ellos, es posible establecer unas características generales que identifican cada uno de los procedimientos de los que se obtienen los distintos modelos del transformador. A continuación se enumeran cada una de ellas, por orden de relevancia en el proceso de modelado:

2.2.3.1 Función y Propósito del Modelo .

En el apartado anterior 2.2.2 ya se establecieron los tres tipos principales de funcionalidades buscadas en el proceso de modelado del transformador:

- Explotación
- Diagnóstico
- Diseño.

2.2.3.2 Elemento(s) a modelar.

La segunda característica que define un modelo consiste en su capacidad de representar los **elementos físicos** constitutivos del transformador, tales como el núcleo, arrollamientos, sistemas aislantes, etc. Si dispone de ella, como es el caso de los Modelos Físicos y Constructivos, es preciso determinar qué y cuantos elementos representará. El número y tipo de elementos representados determinará el estudio del fenómeno electromagnético y el rango en frecuencia que rige el comportamiento del transformador.

En el anexo A.III se analizan las partes y fenómenos más relevantes del transformador a incluir en un modelo completo, según los trabajos de Martínez, [13]. Existen casos en los que se considera un único elemento en detalle como el núcleo, Abeywickrama [125] u otros en los que se estudia el comportamiento en un amplio ancho de banda y por tanto del conjunto de la mayoría elementos constitutivos del transformador, Soysal [49].

2.2.3.3 Tipo de Estructura y Parámetros.

La estructura del modelo es la característica que define la forma del modelo. Existen multitud de ejemplos en la literatura estudiada que van desde una simple tabla de datos o “Look at Table” hasta circuitos eléctricos de diversa complejidad. Una posible clasificación en base a esta característica establece la distinción entre dos tipos de modelos

- De estructura paramétrica. Como su propio nombre indica, el modelo dispone de parámetros constitutivos. A su vez los modelos de estructura paramétrica se pueden dividir entre:
 - De estructura paramétrica con interpretación física, en el que sus parámetros están relacionados con partes reales del transformador y por tanto denominados Parámetros Físicos. En el caso concreto en el que la estructura sea un circuito eléctrico los parámetros físicos son de la forma R para la representación de pérdidas, L para representación del almacenamiento magnético y C para representación del almacenamiento eléctrico. Estos parámetros se pueden dividir a su vez en dos tipos, concentrados o distribuidos, presentes en las técnicas de líneas de transmisión. Algunos ejemplos de este tipo de parámetros se encuentran en los modelos de Pedersen [143], Liang [144], Akbari [86], Welsh [124] y Mitchell [91].
 - De estructura paramétrica sin interpretación física, en caso contrario al anterior. En este caso los parámetros se denominan Matemáticos ya que toman un valor numérico pero sin referencia a fenómeno físico alguno.

- De estructura no paramétrica, si el modelo no se basa en parámetros.

2.2.3.4 Técnicas de Modelado .

La técnica de modelado dependerá de la estructura elegida en la que se basa el modelo. En la Figura 8 y en el apartado 2.2.2 se han enunciado las más significativas encontradas en la bibliografía consultada.

En general, las técnicas para la obtención de modelos con capacidad para la interpretación física intentan sintetizar el comportamiento de las leyes físicas presentes en el transformador mediante ecuaciones o circuitos equivalentes.

Para el caso de los Modelos de Identificación, las técnicas se centran en que la respuesta simulada por el modelo ajuste lo más fielmente posible la real del transformador, independientemente de si el modelo representa los fenómenos físicos. Aún así, existen ciertos casos como Mitchell [91] en el que se puede dotar de cierto grado de interpretación física al modelo a partir de la obtención de un equivalente circuital de parámetros eléctricos R , L , C mediante técnicas de **Síntesis de Circuitos** . Sin embargo, en este caso no se asegura que los parámetros indiquen de manera inequívoca a partes reales del transformador.

2.2.3.5 Datos de Entrada.

El tipo de dato de entrada para la obtención del modelo constituye, según la investigación realizada, su quinta característica determinante. En general, los datos de entrada se pueden clasificar como pertenecientes a alguno de estos tres tipos:

- Medidos, calculados y/o estimados directamente de la **información constructiva**, mediante las técnicas establecidas en el párrafo anterior o por tablas o estándares aceptados.
- Medidos, calculados y/o estimados a partir de **medidas de ensayos estándar**, Soysal, [49], Pong [126] o no estandarizadas y diseñadas especialmente para la obtención de los parámetros del modelo. Este caso puede implicar métodos numéricos complejos para el ajuste correcto entre parámetros y respuestas medidas del transformador de cualquier naturaleza (FRA, transitorios, etc.). En la referencia [150] de Pintelon y el trabajo previo de investigación [18] recogen una extensa enumeración de técnicas de ajuste de la respuesta del transformador.
- Combinación de varias técnicas anteriores en el caso de que la información sea constructiva y proveniente de medidas.

2.2.3.6 Simulación.

Para la obtención de la respuesta de los modelos, siempre que ofrezcan un circuito o ecuaciones que los permitan, la práctica común es el uso de software de propósito eléctrico, bien de elementos finitos o de simulación como EMTP, ATP, la Toolbox SimPowerSystems de Matlab/Simulink o incluso PSPICE [149].

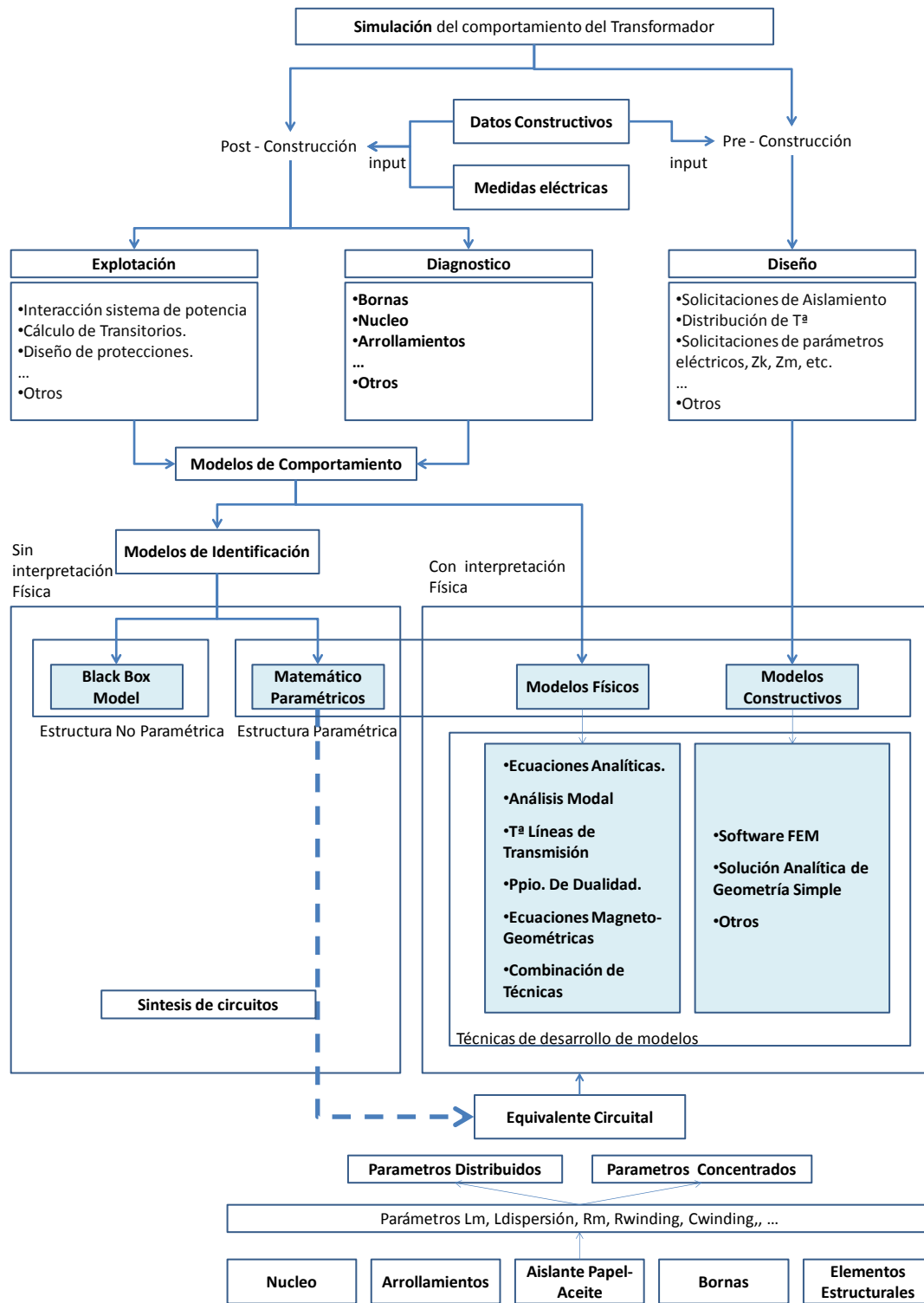


Figura 8. Mapa conceptual de la investigación en el modelado del transformador

2.3 Estrategias de modelado orientado a FRA.

2.3.1 Clasificación de Modelos orientados a FRA.

Una vez analizado el procedimiento de modelado del transformador en general, el trabajo de investigación requiere un estudio de los modelos cuya finalidad es la interpretación de las curvas FRA.

Como primera clasificación, los distintos modelos para diagnóstico basado en FRA se pueden diferenciar en dos tipos, en función de las dos metodologías prioritarias de modelado, esquematizadas en la Figura 9.

La primera metodología establece un Modelo de Identificación con una elevada capacidad de ajuste de la respuesta real. En este caso el modelo se debe completar con la capacidad de interpretación física mediante los parámetros constitutivos del modelo desarrollado.

La segunda metodología, establece en un primer momento un modelo fundamentado en los principios físicos del campo electromagnético y por tanto dotado de interpretación física. Por tanto se hace necesario, en un segundo paso, el diseñar un procedimiento de cálculo que asegure valores en los parámetros que permitan simular la respuesta real con un error mínimo.

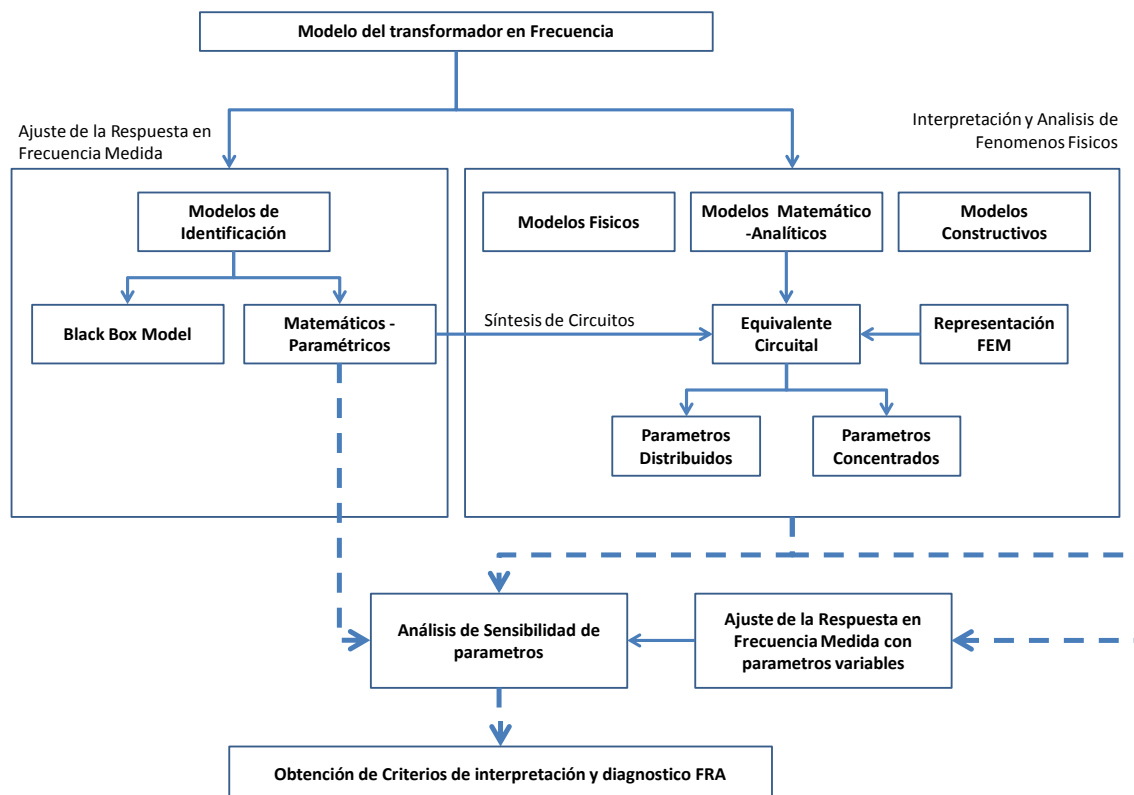


Figura 9. Alternativas para la generación de modelo de propósito diagnóstico en FRA.

2.3.2 Modelo de Pleite.

Dentro de los modelos de comportamiento aplicados a FRA, es necesario resaltar el procedimiento de modelado presentado por Pleite [20]. En él se persigue un equilibrio entre los enfoques de Modelo Físico y Modelos de Identificación mencionados anteriormente. Tiene unas características que lo hacen particularmente útiles para el Diagnóstico FRA, como son:

- Representa los fenómenos físicos básicos que se producen en un transformador.
- Permite separar partes físicas diferenciadas dentro del transformador
- No requiere de datos constructivos del transformador.
- Soporta la respuesta del transformador en un amplio ancho de banda.
- Sus parámetros son susceptibles de ser calculados con cierta precisión, y ofrece una respuesta con buen ajuste respecto la respuesta real del transformador.

Por otro lado, este modelo presenta ciertas limitaciones que son las que aquí se pretenden abordar. Concretamente, se ha avanzado sustancialmente en una generalización con un aumento del detalle físico asociado, lo cual aporta valor particularmente en el diagnóstico de transformadores trifásicos. El resumen de los principales avances de esta Tesis, es el siguiente:

- Se ha ampliado el concepto de “relación de transformación” y se ha tenido en cuenta el acoplamiento magnético no sólo entre arrollamientos de la misma fase, sino también entre arrollamientos de fases diferentes.
- Se ha ampliado el concepto de “inductancia de dispersión”. La presencia de múltiples arrollamientos y el análisis de las relaciones dos-a-dos entre ellas, ha permitido un mayor detalle de modelado de la realidad magnética del transformador.
- El modelo aquí presentado es compatible y aplicable a cualquier grupo de conexión.

2.4 Conclusiones de la Revisión del Estado de la Técnica.

Del estudio de los trabajos de la comunidad científica en el ámbito del modelado del transformador se obtienen las siguientes conclusiones que condicionarán la investigación desarrollada en la Tesis:

1. De la revisión de los trabajos relacionados con la técnica FRA (apartado 2.1) se deduce que el uso de un modelo es la herramienta más prometedora para obtener criterios de diagnóstico.
2. De la revisión de las guías y estándares del IEEE (véase anexo II.1) se concluye que no existe hasta el momento un modelo completo del transformador que sea capaz de interpretar y simular todos los fenómenos físicos presentes en el mismo y ampliar la identificación del defecto a un amplio ancho de banda, imprescindible para su uso como herramienta de diagnóstico en la técnica FRA.
3. El ajuste de los datos reales del transformador es una tarea compleja que se facilita si los anchos de banda de las respuestas se delimitan y dividen, (conclusión 4.d) de la guía del IEEE).
4. Considerando los fenómenos de baja y media frecuencia, los modelos basados en el Principio de Dualidad ofrecen resultados contrastados para la interpretación física (conclusión 3 de la guía del IEEE). Los trabajos de Mork, [54] son unos de los más completos en este campo.
5. Para la obtención de un modelo completo del transformador trifásico es imprescindible considerar el acoplamiento magnético entre fases presente a bajas y medias frecuencias (conclusión 4.c) de la guía del IEEE).
6. El Modelo de Pleite a bajas y medias frecuencias y los modelos de Gustavsen, [118], [123], Welsh, [124], Mitchell [91] y Pedersen [143] en un amplio ancho de banda muestran los mejores resultados en el ajuste de la respuesta en frecuencia comparados con los demás modelos analizados.
7. Se han clasificado los trabajos de modelado general del transformador y en particular para FRA (apartado 2.2 y Figura 8) y analizado aquellos que presentan una especial relevancia para la investigación. De esta clasificación se han deducido los dos procedimientos de modelado en función de sus características principales como son el propósito, estructura y elementos a incluir en el modelo del transformador (Figura 10). Estas alternativas serán la base para el diseño del procedimiento de modelado expuesto en el Capítulo 3.
8. En línea con lo comentado en el apartado 2.3.2, se ha identificado al modelo de Pleite como un modelo significativo que presenta un buen compromiso entre su capacidad de diagnóstico basada en la representación física de lo que ocurre en el interior del transformador, y su aplicación práctica en término de posibilidades de cálculo y precisión. No obstante, este modelo presenta limitaciones en cuanto a su aplicación a transformadores trifásicos. Esto constituye la motivación principal de la Tesis, en cuanto que se propone como objetivo hacer una extensión de este modelo que permita superar estas limitaciones.

Capítulo 3. Procedimiento de Modelado. Conceptos Previos

El punto de partida para el diseño del procedimiento de modelado desarrollado en la Tesis se ha fijado en definir exactamente la finalidad del modelo y establecer claramente los requisitos que debe cumplir para su consecución. El apartado 3.1 del capítulo expone estos aspectos.

Posteriormente, en el apartado 3.3 se ha realizado un planteamiento inicial de modelado orientado al diagnóstico FRA, particularizando los pasos del proceso general esquematizado en la Figura 10. Este procedimiento general de modelado del transformador se ha deducido del estudio de las alternativas existentes en la bibliografía y del análisis de las características propias de los distintos modelos, obtenidas en la revisión bibliográfica del apartado 2.2.3.

Entre estas alternativas el mejor compromiso encontrado en la bibliografía manejada hasta el momento en cuanto a interpretación física y capacidad de ajuste para realizar diagnóstico FRA, es el modelo presentado por Pleite [20]. Este modelo será tomado como punto de partida para aprovechar sus ventajas, siendo el objetivo de esta Tesis superar sus limitaciones en cuanto a su Versatilidad para aplicarlo a transformadores trifásicos. El apartado 3.2 presenta los principios básicos del modelo de Pleite en el que se basa la Tesis.

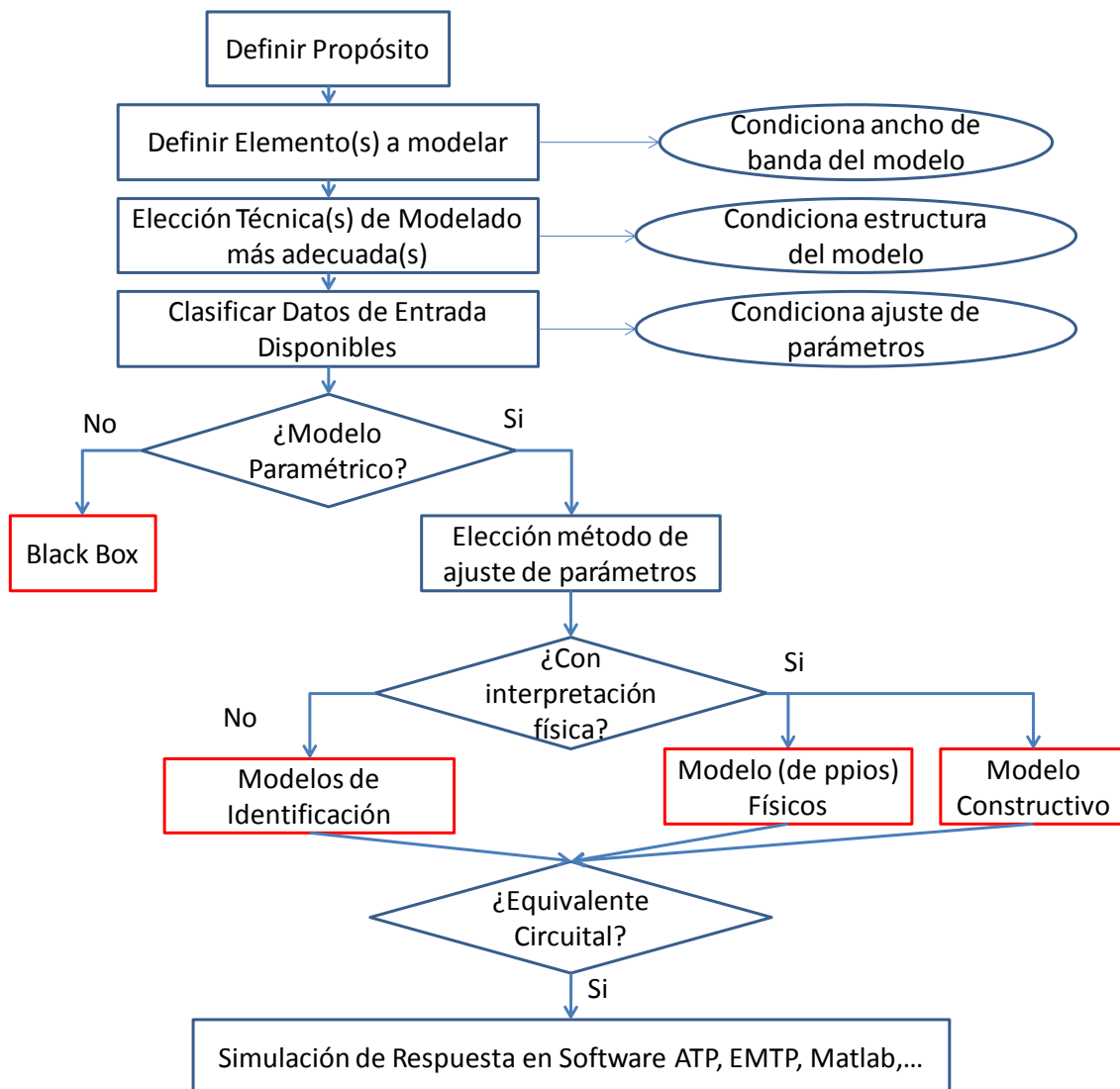


Figura 10. Proceso General de Modelado del Transformador.

3.1 Finalidad y Requisitos del Modelo.

El modelo a desarrollar debe ser una herramienta de apoyo para el diagnóstico basado en el Análisis de la Respuesta en Frecuencia a partir de la siguiente secuencia:

1. Se mide la respuesta en frecuencia del transformador en un estado de referencia, supuestamente sano y se obtiene el valor de los parámetros del modelo a partir de esta respuesta.
2. Se mide la respuesta en frecuencia del transformador en un estado de evaluación, supuestamente dañado y se obtiene el nuevo valor de los parámetros del modelo a partir de esta segunda respuesta.
3. La naturaleza y tipo del parámetro que ha cambiado su valor, si lo hubiera, localiza el elemento susceptible de haber provocado el defecto en el transformador. La diferencia en el valor del parámetro cuantifica la gravedad del fallo.

Este mecanismo de diagnóstico se fundamenta en el hecho de cualquier cambio provocado por un defecto tiene como consecuencia una variación del campo electromagnético en el transformador, que a su vez se ve reflejado en la respuesta en frecuencia.

Por tanto para que el modelo sea útil, debe ser capaz de localizar y a ser posible cuantificar el defecto lo que equivale a identificar la variación del campo electromagnético a partir de la interpretación de la respuesta medida. Este propósito plantea los siguientes problemas a solventar:

- Para interpretar la respuesta medida el modelo debe ser capaz de simularla de la forma más precisa posible. La capacidad de ajuste debe asegurar un error menor o igual a la menor desviación en la curva producida por un cambio en la condición del transformador y además se debe mantener a lo largo de un amplio ancho de banda, requisito que no es trivial en el cálculo de modelos, González [18]. La Figura 11 ilustra este concepto, donde se muestra un ejemplo de comparación entre una respuesta en frecuencia de un transformador un cierto modelado de la misma. El modelo en este caso ajusta correctamente la respuesta real hasta 10 KHz por lo que cualquier cambio de la respuesta de referencia en este ancho de banda será interpretado por el modelo correctamente. Sin embargo, el mismo modelo no ajusta correctamente rangos superiores a esta frecuencia por lo que cualquier cambio en la respuesta real en esta zona puede ser interpretado erróneamente ya que el error del modelo es mayor al cambio debido a la variación del estado del transformador reflejado en la respuesta.

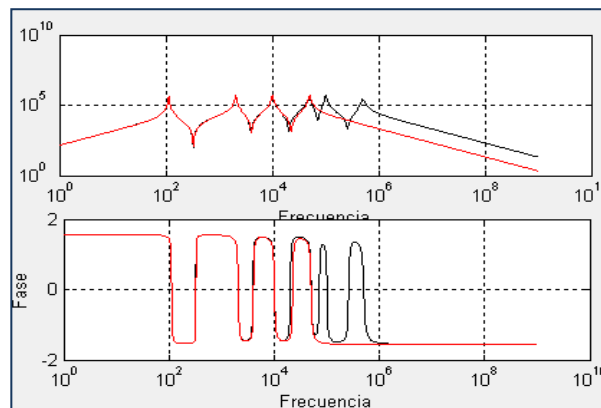


Figura 11. Comparación entre respuesta real y de modelo. Ajuste correcto hasta 10 KHz.

- Para identificar el fallo, el modelo debe ser capaz de reproducir e interpretar las variaciones en los campos electromagnéticos, debidas a los defectos ocasionados. Por ello es imprescindible conocer y analizar los distintos fenómenos que generan los campos electromagnéticos en los materiales constitutivos del transformador (magnéticos, conductores, aislantes) en un **rango de frecuencias** desde el orden de Hercios hasta Megahercios y en un rango de **pequeña señal para asegurar comportamiento lineal en el medio**.
- El proceso de interpretación debe tener en cuenta el acoplamiento entre fases del transformador trifásico, las distintas configuraciones constructivas utilizadas y los distintos tipos de medidas propuestos por los estándares FRA.

De los problemas enumerados se deducen las **solicitaciones** o **requisitos** que se deben cumplir en el modelo a desarrollar en la Tesis para su aplicación en el diagnóstico FRA, ya enunciadas en la referencia [18]:

1. **Interpretación Física:** La estructura del modelo debe constar de parámetros que interpreten la realidad física inductiva (con el acoplamiento magnético entre fases), resistiva y capacitiva con parámetros concentrados y/o distribuidos de forma que sea posible localizar y cuantificar el defecto a partir de su análisis.
2. **Capacidad de Ajuste:** La metodología de cálculo de parámetros debe ofrecer unos resultados suficientemente correctos para que el error entre la respuesta del modelo y la real sea menor a la variación provocada por un defecto en el transformador.
3. **Versatilidad:** El modelo debe ser aplicable a cualquier tipo de transformador trifásico y ser capaz de simular las distintas configuraciones de medida propuestas por los estándares.

La Figura 12 resume de forma esquematizada el propósito del modelo y el mecanismo para su consecución

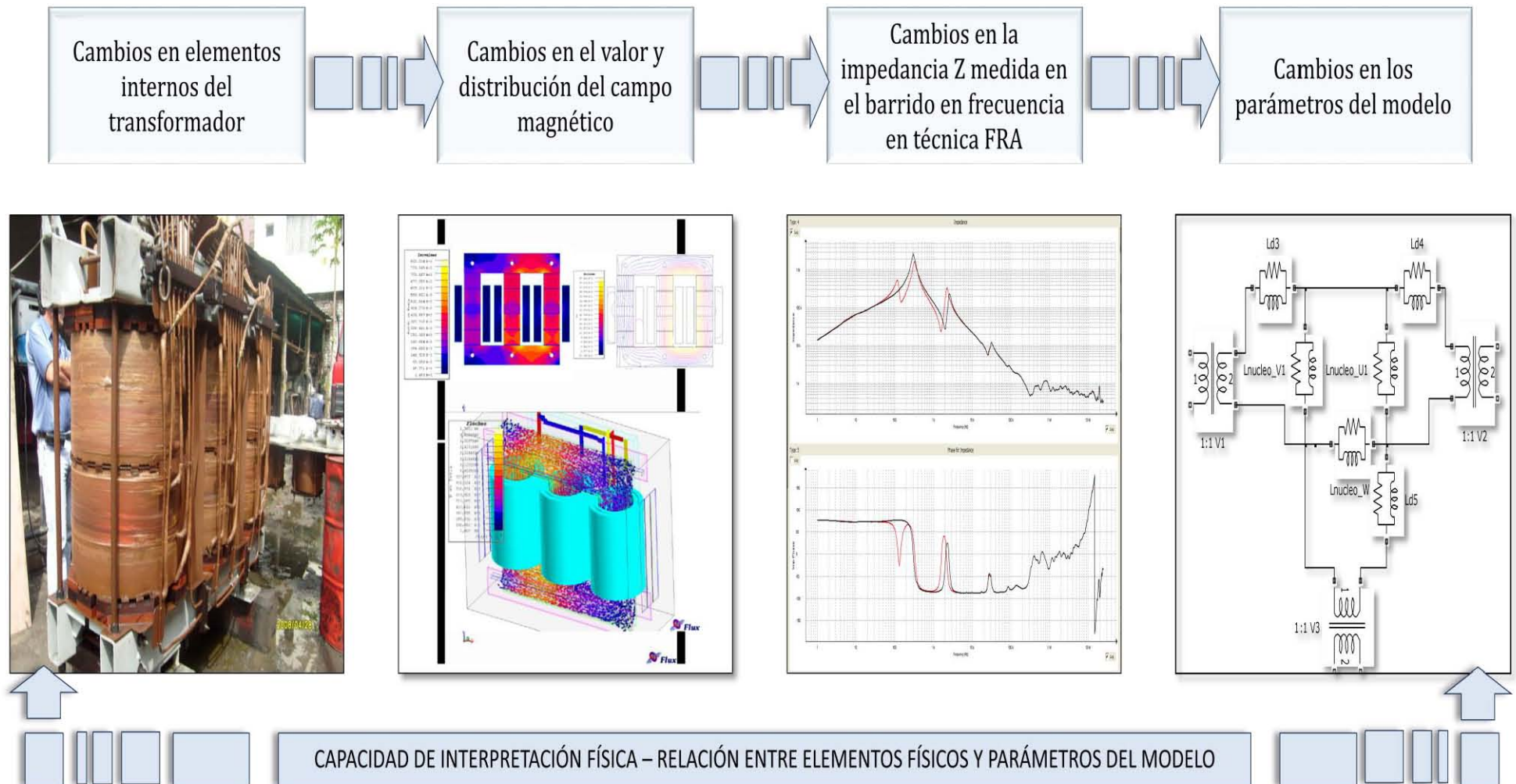


Figura 12. Relación entre defectos en el transformador y los parámetros del modelo.

3.2 Modelo de Pleite.

Atendiendo a la clasificación en base a las características generales del modelo de transformador, enunciadas en el apartado 2.2.3, la finalidad del Modelo de Pleite [20] es servir de herramienta para la obtención de un diagnóstico del transformador. Constituye un ejemplo de modelo con estructura de parámetros concentrados ya que se fundamenta en un circuito eléctrico constituido por elementos resistivos, inductivos y capacitivos. Como consecuencia, está dotado de cierta capacidad de interpretación física ya que establece una relación entre los parámetros del circuito y distintos elementos del transformador como son el núcleo y los arrollamientos.

La técnica de modelado se aplica en dos pasos. Por un lado se diseña una topología de circuito que permite ajustar distintos anchos de banda de forma independiente. Por otro se desarrolla un algoritmo basado en una función de optimización que permite calcular el valor de los parámetros del modelo en cada ancho de banda frecuencial a partir de los datos de entrada, en este caso la respuesta en frecuencia real medida en el transformador. En los apartados 3.2.1 y 3.2.2 se exponen con más detalle estos dos pasos respectivamente.

3.2.1 Obtención de la Estructura del Modelo.

La estructura del modelo de Pleite se diseña para cumplir con el requisito que establece la necesidad de representar la realidad física del transformador.

Para ello en primer lugar, la estructura está compuesta de parámetros eléctricos R , L y C tal y como establece lo que en este trabajo se ha denominado Concepto de Almacenamiento y Disipación de Energía, ya utilizado en los programas de simulación basados en elementos finitos. Este principio establece que el almacenamiento de la energía contenida en un medio provocada por la presencia de un campo magnético y eléctrico se puede representar de forma equivalente mediante un parámetro inductivo y capacitivo respectivamente. Del mismo modo las pérdidas se pueden representar mediante un parámetro resistivo. Por tanto, se deduce que los efectos de los campos magnéticos, eléctricos y pérdidas se pueden simular con parámetros L , C y R respectivamente.

En segundo lugar, estos parámetros eléctricos se deben conectar constituyendo un circuito cuya respuesta en frecuencia reproduzca la medida en un transformador real, como la mostrada en la Figura 13. A simple vista se puede comprobar que la representación del módulo de la impedancia medida está constituida por una secuencia de pendientes ascendentes y descendentes. Este patrón equivale a la respuesta típica de una combinación en serie de varias celdas de parámetros R , L y C conectados en paralelo como se ilustra en el circuito de la Figura 14.

Para deducir este comportamiento el Modelo de Pleite hace uso del denominado Concepto de Opacidad y Predominancia de Impedancia, que define la influencia de una impedancia particular en el valor final de la impedancia total de la que forma parte. Se dice que una impedancia es opaca cuando su valor no tiene influencia en la impedancia total de la que forma parte, como por ejemplo una resistencia de 1 ohmio en serie con otra de 1 megaohmio. Por el contrario, la impedancia de 1 megahmio presenta predominancia en el circuito serie total.

Traducido al patrón de la Figura 13, cada conjunto de pendiente ascendente, punto resonante y pendiente descendente (tramos 1-2-3, 3-4-5, 5-6-7 y 7-8-9 en la Figura 13) corresponde con la respuesta

de una única celda RLC del circuito de la Figura 14, es decir, solo una celda es predominante mientras que el resto de las celdas conectadas en serie resultan opacas.

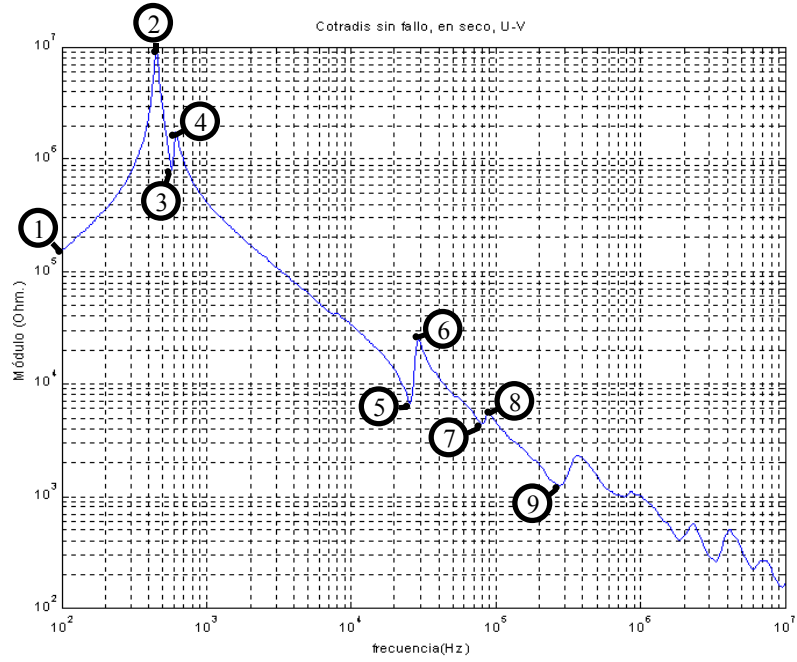


Figura 13. Respuesta en frecuencia típica de transformador trifásico.

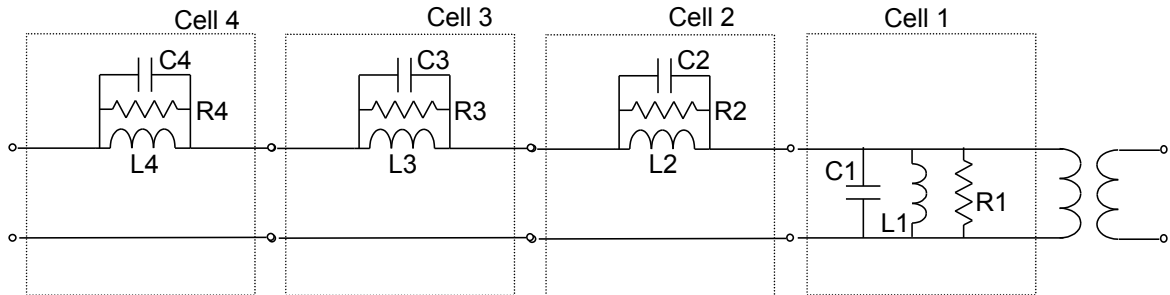


Figura 14. Topología del circuito que conforma la estructura del Modelo de Pleite.

Por tanto, los parámetros del modelo se obtienen de la aplicación del Concepto de Almacenamiento y Disipación de Energía mientras que la forma de conectarlos constituyendo la topología final se obtiene aplicando el Concepto de Opacidad y Predominancia. La combinación de ambos resultados da lugar a la estructura final del circuito de la Figura 14.

3.2.2 Algoritmo de Cálculo de Parámetros.

Una vez establecido el circuito del modelo, el objetivo del algoritmo es encontrar el valor de los parámetros R, L y C de forma que la respuesta en frecuencia del circuito que conforman sea lo más parecida a la respuesta real del transformador.

Para ello el algoritmo se basa en la búsqueda del valor del parámetro óptimo que hace mínimo el error entre la respuesta real del transformador y simulada por el modelo. La búsqueda de este mínimo se realiza igualando a cero la derivada de una función de error.

El modelo desarrollado en la Tesis sigue este mismo planteamiento, desarrollado con algunas variaciones, en el Capítulo 5 por lo que se omite su exposición en este punto en aras de simplificar el texto.

3.2.3 Alcance y Posibilidades de Mejora.

El Modelo de Pleite permite una identificación de los principales fenómenos electromagnéticos distinguiendo su efecto en el núcleo o los arrollamientos del transformador. Por otro lado, su algoritmo matemático, basado en un proceso iterativo de minimización de error optimización asegura el cálculo del valor óptimo de los parámetros en el ajuste de la respuesta simulada por el modelo a la respuesta medida en el transformador real.

Sin embargo, existen diversos puntos, principalmente referidos a la topología del circuito del modelo que pueden ser mejorados:

- El modelo del transformador no se realiza de forma global considerándolo un sistema completo sino que las medidas del transformador son modeladas de forma independiente y por tanto parcial. Este hecho a su vez tiene como consecuencia que:
 - Se imposibilita representar el acoplamiento magnético que en la realidad tiene lugar en el núcleo del transformador trifásico entre arrollamientos de distintas fases o concéntricos en la misma columna.
 - No es posible establecer los grupos de conexión de los arrollamientos en las distintas configuraciones comerciales Yd, Dy, etc.
- El modelo sólo es válido para ciertas medidas mientras que existen otros tipos en el ensayo FRA, como las de tipo Interwinding que no son soportadas por la topología del circuito.
- La interpretación de los campos electromagnéticos en el núcleo y arrollamientos está limitada a establecer su efecto pero no repara en su distribución y las zonas de difusión, imprescindible para la localización del defecto.

3.3 Planteamiento Inicial.

Una vez establecidos los requisitos que debe cumplir el modelo resultante del procedimiento de modelado y analizar los puntos a mejorar en el Modelo de Pleite, considerado como trabajo de referencia, en este apartado se establece el planteamiento inicial que fijará posteriormente los pasos del procedimiento de modelado establecido.

El planteamiento inicial consiste en definir las características que debe tener el modelo resultante del procedimiento.

3.3.1 Definición del Propósito.

El modelo debe constituir una herramienta de apoyo en el diagnóstico basado. Este punto ya se ha detallado en el apartado previo 3.1.

3.3.2 Clasificación y Análisis de los Elementos a Modelar.

El modelo que buscamos ha de poder vincular partes físicas del transformador con diferentes rangos en frecuencia de la medida, y así poder realizar un diagnóstico. Esto se ha conseguido gracias al análisis de cómo se difunden los campos electromagnéticos por regiones del espacio discretizadas en los diversos elementos constitutivos del transformador. Concretamente, se han desarrollado de las tareas siguientes:

- Se han identificado los diferentes caminos o trayectorias por los que se canaliza el flujo magnético. A partir de él, se ha definido un modelo en reluctancias y se ha aplicado sobre él el principio de dualidad para obtener un circuito eléctrico equivalente.
- Se han identificado los principales efectos de almacenamiento de energía eléctrica y se han relacionado con los elementos constitutivos del transformador. Esto ha permitido definir un conjunto de capacidades y ubicarlas en el circuito eléctrico anterior.
- El valor y, sobre todo, la posición de cada elemento del circuito eléctrico obtenido determina el rango de frecuencias donde su presencia será predominante en la medida. Esto permitirá establecer el vínculo entre respuesta en frecuencia y realidad física que estamos persiguiendo.

A continuación se presentan los elementos constitutivos del transformador considerados, que coinciden con los estudiados en los estándares del IEEE, CIGRÉ e IET (ver anexo A.II) y reseñados en la Figura 6 y anexo A.III Si se consideraran otros (como por ejemplo, un transformador acorazado), el procedimiento seguiría siendo válido, una vez particularizado a cada caso constructivo. Los elementos que consideramos para el desarrollo expuesto a continuación, son:

3.3.2.1 Núcleo

- Será de tipo trifásico de tres columnas de chapa apilada, no acorazado.

- El modelo constará de parámetros identificativos de la inductancia magnetizante propia y mutua para simular el comportamiento inductivo del material ferromagnético a bajas y medias frecuencias.
- Los fenómenos de saturación no estarán incluidos específicamente en el modelo debido a que la medida FRA provoca una excitación en pequeña señal en el núcleo, por lo que se supone un comportamiento lineal y una permeabilidad μ constante con el nivel de tensión aplicado en la medida. Sin embargo, indirectamente la saturación se podría interpretar en el modelo como un cambio de los parámetros L_m . No obstante, en los análisis en frecuencia, la consideración de no linealidad pierde su razón de ser.
- Se considerará una permeabilidad μ constante con la frecuencia y por tanto también parámetros L_m constantes.
- Los fenómenos de pérdidas en el núcleo debidos a histéresis y corrientes inducidas “*Eddy currents*” serán contabilizados de forma conjunta a partir de un parámetro resistivo R .

3.3.2.2 Arrollamientos

- El comportamiento capacitivo de los arrollamientos será interpretado mediante un parámetro C a incluir en el modelo visible en las medidas tipo End-to-End Open que se explica posteriormente en el rango de alta frecuencia e Interwinding .
- Las pérdidas debidas a corrientes inducidas “*Eddy currents*” en los arrollamientos se contabilizarán mediante uno o varios parámetros $R_{winding}$ que deberá depender de la frecuencia.

3.3.2.3 Aislante Papel-Aceite

- Su efecto es visible en las medidas Interwinding a bajas y medias frecuencias. Será considerado en el modelo mediante uno o varios parámetros capacitivos.

Debido a las distintas propiedades de los materiales, cada uno de los elementos se comporta de forma distinta frente a los fenómenos electromagnéticos que se pretenden simular con el modelo. Por tanto, el procedimiento de modelado deberá incluir el estudio de campos en cada caso.

3.3.3 Técnica de Modelado

En los apartados anteriores se ha establecido que el modelo debe representar el comportamiento de los fenómenos electromagnéticos en el transformador.

Su valor y distribución están regidos por las ecuaciones de Maxwell, [153] a [156] cuya resolución para puntos discretos se obtiene mediante herramientas como los programas de elementos finitos (MAXWELL®, FLUX3D®, etc.).

Sin embargo para realizar un diagnóstico no es suficiente con conocer el valor y distribución de los vectores H , B , D y E , sino que es necesario relacionar estos datos con el defecto.

Esta operación se consigue en el modelo con variables paramétricas que de una indicación de la localización y cuantificación de los cambios sufridos.

Si estos parámetros son eléctricos se puede comprobar si representan correctamente el comportamiento del transformador si el circuito equivalente del que forman es capaz de simular fielmente la respuesta en frecuencia medida.

Por tanto, el modelo debe estar compuesto por un circuito equivalente con una topología de parámetros eléctricos concentrados cuya respuesta simulada sea igual a la del transformador.

La técnica de modelado está basada en dos procedimientos complementarios que sintetizan el campo electromagnético en parámetros y circuitos eléctricos:

- Síntesis de los fenómenos electromagnéticos en parámetros eléctricos a partir del Concepto de Almacenamiento y Disipación de Energía a partir del cual los campos magnéticos, eléctricos y pérdidas se pueden simular con parámetros L, C y R respectivamente
- Principio de Dualidad, para la obtención del circuito eléctrico equivalente al circuito magnético que se establece en la distribución de campo. En las guías del IEEE es reconocido como el procedimiento más completo para la obtención de modelos en baja y media frecuencia. Está fundamentado en la distribución del campo magnético del transformador, Cherry [97] y por tanto dota al modelo de una interpretación física de los fenómenos presentes de esta naturaleza, especialmente el acoplamiento entre fases del circuito magnético. El circuito eléctrico obtenido se basa en el análisis del circuito magnético común a todo tipo de transformadores independientemente del proceso constructivo por lo que dota al modelo de una mayor versatilidad.

3.3.4 Datos de Entrada.

Para el procedimiento de modelado se utilizarán únicamente medidas de la respuesta en frecuencia en todo el ancho de banda medido, excepto en el rango de muy alta frecuencia. Durante el proceso de validación se recurre al uso de medidas eléctricas complementarias de los estándares, [151] como capacidad y tangente de delta, impedancia de cortocircuito, etc.

3.3.5 Elección y Diseño del Método de Cálculo de Parámetros.

Una vez constituida la estructura por los parámetros del modelo y los datos de entrada se procede al diseño del **procedimiento para la obtención de sus valores** basado en un algoritmo matemático de optimización como el desarrollado en el Modelo de Pleite, [20]

3.3.6 Validación

Se considera que el modelo representa la realidad física del transformador:

- Si las respuestas de simulación del modelo son similares a las medidas reales obtenidas del transformador.

- Si los resultados de análisis y diagnóstico concuerdan con la realidad física del transformador

Al aplicar el procedimiento general de la Figura 10, se obtiene el procedimiento de modelado particularizado para el modelo de diagnóstico basado en FRA y esquematizado en la Figura 15

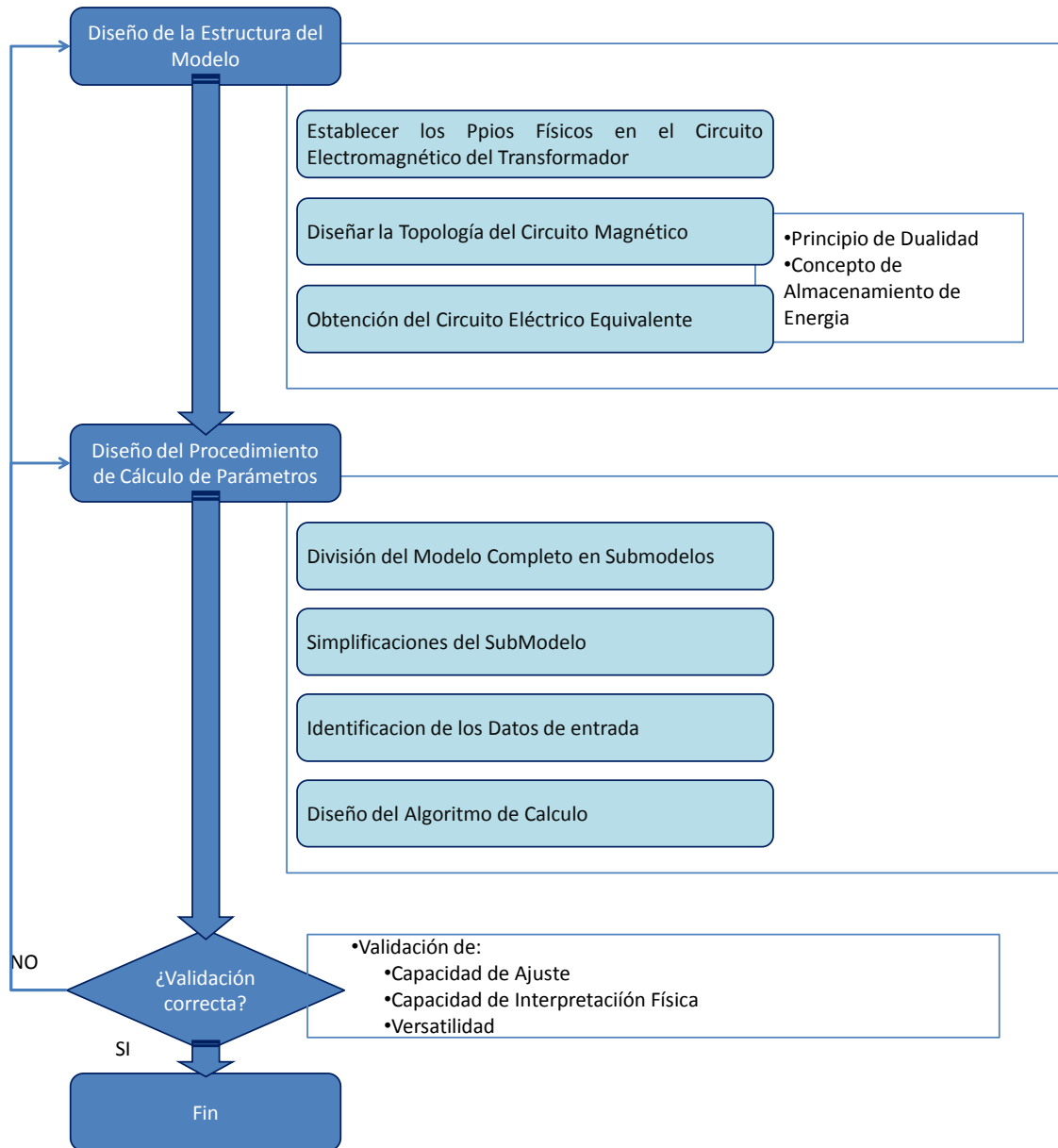


Figura 15. Proceso Particular de Modelado del Transformador basado en la Respuesta en Frecuencia.

El resultado de la investigación será un modelo que supere las limitaciones del Modelo de Pleite cumpliendo las 3 solicitudes del apartado 3.1, de tipo paramétrico con equivalente circuital y de interpretación física¹².

En los siguientes capítulos se desarrolla el procedimiento, obteniéndose el modelo particularizado para el transformador prototipo.

¹² Según clasificación de modelos de la Figura 10.

Capítulo 4. Desarrollo de la Estructura del Modelo.

El primer paso en el desarrollo del Procedimiento de Modelado consiste en el diseño del mecanismo para la obtención de la Estructura del Modelo, dando como resultado el procedimiento basado en los cuatro puntos esquematizados en la Figura 16.

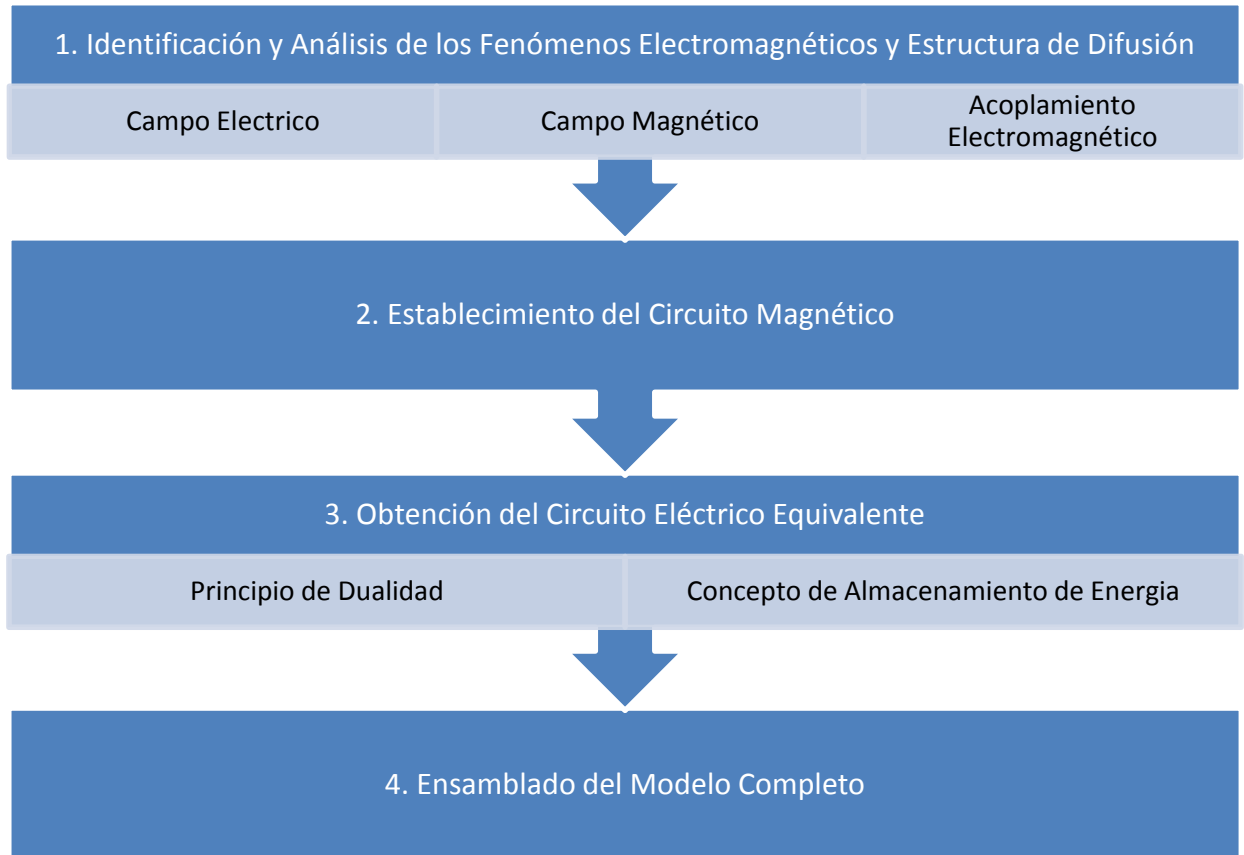


Figura 16. Procedimiento para el Desarrollo de la Estructura del Modelo.

En el párrafo 4.1 del capítulo se detalla el primer punto del procedimiento de la Figura 16. Para poder modelarla, es imprescindible que se conozca en detalle la realidad física del transformador, identificando los fenómenos físicos presentes durante la medida FRA.

Una vez conocida, se procede a su representación a través de elementos eléctricos obtenidos mediante diferentes herramientas de síntesis. Este punto corresponde a los pasos 2 y 3 de la Figura 16, explicados en el apartado 4.2 del Capítulo.

Finalmente los elementos que representan la realidad física se conectan entre sí para la obtención de la estructura circuital del modelo completo, completando el cuarto punto del procedimiento. Su aplicación se recoge en el apartado 4.2.7.

La Tabla 3 al final del capítulo, resume el contenido del procedimiento establecido para la obtención del modelo de transformador trifásico tipo columna de dos arrollamientos.

4.1 Análisis del campo electromagnético en el transformador en la medida FRA.

La Teoría Electromagnética, [153] a [156], establece que el valor y distribución del campo electromagnético –por simplicidad se denominará a continuación como CEM- es determinable en base a 3 factores:

1. Las leyes de Maxwell.
2. La Estructura Electromagnética por la que se difunde el campo, caracterizada por las propiedades físicas y condiciones de contorno y constituida por la geometría y restricciones del medio de difusión.
3. Las fuentes generadoras del campo.

Como consecuencia de la dependencia del CEM con estos tres factores, su valor y distribución:

- cambia debido a modificaciones de cualquier tipo en el medio de difusión.
- cambia con la frecuencia de la excitación o fuente generadora del campo.
- es de naturaleza continua.
- está acoplada la naturaleza eléctrica E y magnética H.

La dependencia del CEM de diversos factores relacionados entre sí dificulta su estudio, siendo necesario clasificar su comportamiento dentro de alguna de las tres disciplinas de la Teoría Electromagnética: Baja Frecuencia, Ondas Guiadas y Acción Electromagnética a distancia, mostradas en la Figura 17.

El que un fenómeno electromagnético se estudie con una u otra disciplina viene determinado por la **estructura electromagnética** por donde se difunde el campo y la **frecuencia de las fuentes**, es decir la razón de cambio del campo en el tiempo [153].

En los fenómenos electromagnéticos que acontecen en la ensayo FRA, aparece un **campo eléctrico acoplado** con el **campo magnético**, ambos de **naturaleza continua** que se distribuye de forma guiada por el transformador de potencia que constituye la **estructura electromagnética**. Esta estructura está constituida por el medio conductor formado por el núcleo ferromagnético y los arrollamientos, y el medio dieléctrico formado por el conjunto aislante papel-aceite. Todo ello se encuentra confinado en la cuba constituida de material conductor. La frecuencia del campo es directamente la de la fuente de tensión excitadora o de entrada del ensayo.

El comportamiento del campo electromagnético en el transformador está ampliamente analizado en la bibliografía no sólo cuando este se encuentra bajo las condiciones particulares en servicio (tensiones trifásicas de alto valor eficaz y frecuencia de red de 50/60 Hz) [121], [161]-[163], sino también para un amplio rango de frecuencias, delimitados en [15].

Haciendo referencia a la Figura 17, en las condiciones de servicio (excitación a 50 ó 60 Hz) el transformador trabaja en el rango de baja frecuencia por lo que se puede adoptar la metodología de parámetros concentrados de la Teoría de Circuitos. Para el estudio de sobretensiones (tipo rayo o maniobra), coordinación de aislamientos, cortocircuitos, descargas parciales, etc., (véase Tabla 37),

aparecen excitaciones de frecuencias de hasta cientos de Megahercios lo que hace necesario el uso de técnicas de Líneas de Transmisión y Onda Viajera (véase [47], [48], [86], [91], [134], [148], [157] entre otras referencias) donde la representación de la estructura electromagnética se realiza a través de parámetros distribuidos al igual que en el estudio de las líneas aéreas de transmisión de energía.

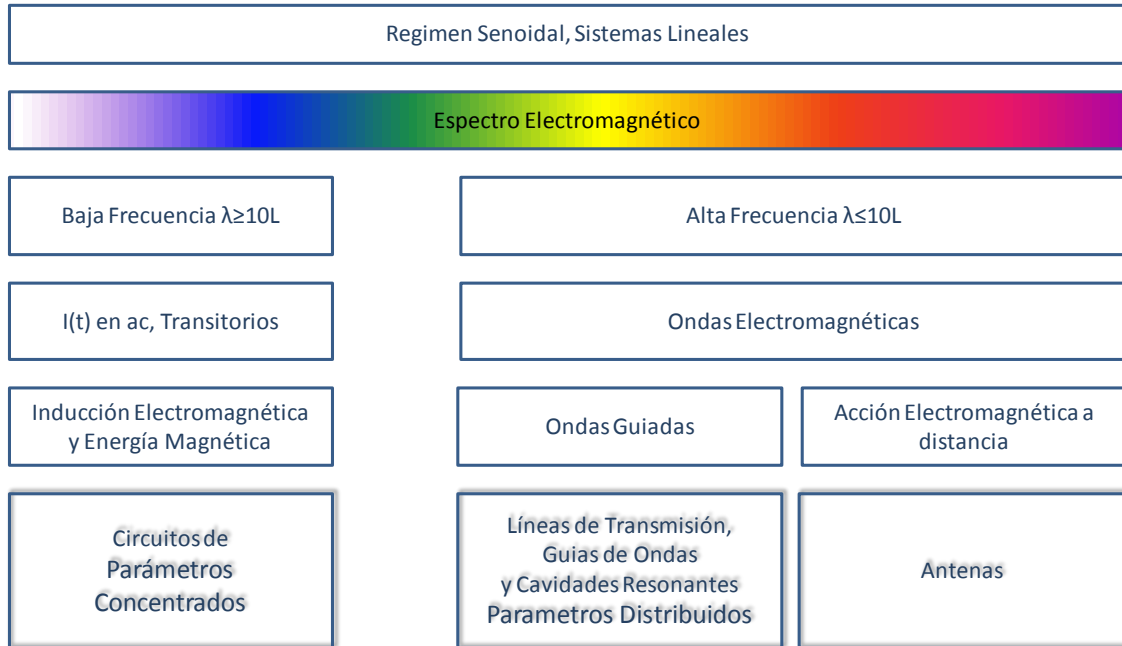


Figura 17. División de la Teoría Electromagnética y técnicas empleadas en cada caso.

A pesar de la extensa bibliografía consultada, salvo escasas excepciones donde se hacen pequeños apuntes al tema, [68] no existe un análisis conciso para las condiciones particulares a las que se somete al transformador de potencia en la medida FRA¹³ por lo que el trabajo de investigación en los siguientes apartados constituye un avance novedoso en el estudio del Análisis de la Respuesta en Frecuencia.

4.1.1 Consideraciones Previas

El análisis del CEM en la medida FRA se debe acometer considerando las condiciones particulares de los tres factores de dependencia considerados por la Teoría Electromagnética y enunciados al principio del capítulo.

Las leyes de Maxwell se deben cumplir durante el ensayo FRA como en cualquier otro fenómeno electromagnético. Sin embargo existe la particularidad, como se enuncia en el estudio del tercer factor de dependencia, de que la tensión de las fuentes de excitación varía desde baja a alta frecuencia. Es por tanto recomendable, tal y como se deduce de la Figura 17 que la aplicación de las leyes de Maxwell en el ensayo FRA siga distintas metodologías en función del ancho de banda estudiado.

¹³ Para profundizar en las condiciones de medida FRA, véase el anexo A.I

Se justifica de este modo la conclusión 3 del Capítulo 2 en la que se aboga por una diferenciación de la técnica de modelado en función del rango de frecuencias

Para fijar el límite en frecuencia de la Figura 17 que distingue la metodología entre Parámetros concentrados o Parámetros distribuidos, se utiliza la relación de la Ecuación 4:

$$\lambda \geq 10l$$

Ecuación 4. Condición de longitud de onda para baja frecuencia. λ representa la longitud de onda y l la longitud por la que es guiada la onda electromagnética.

$$u_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$$

Ecuación 5. Velocidad del frente de onda electromagnética difundida en un medio, [153].

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}$$

Ecuación 6. Velocidad de la luz en el vacío.

u_p : velocidad del frente de onda.

μ : permeabilidad absoluta del medio en H/m.

Donde

ϵ : permitividad absoluta del medio en (ver unidades)

f : frecuencia (Hz)

$$\lambda = \frac{u_p}{f}$$

Ecuación 7. Longitud de onda en función de la velocidad del frente y la frecuencia.

Ya que en el ensayo FRA una de las variables utilizadas es la frecuencia de la fuente de excitación, por comodidad conviene utilizar la Ecuación 8 que se obtiene combinando la Ecuación 4, Ecuación 5 y Ecuación 7 y sabiendo que la velocidad de la luz está definida por la expresión de la Ecuación 6:

$$f \leq \frac{c}{10 * l * \sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$$

Ecuación 8. Condición para estudio en parámetros concentrados. La permitividad y permeabilidad son las del material por las que se difunde el CEM

La condición impuesta por la Ecuación 8 en la práctica asegura que la variación del valor del campo con el tiempo es suficientemente lenta para que en todo el espacio de difusión la onda electromagnética tenga el mismo valor para un instante t . Esta condición, permite que el estudio del CEM se pueda analizar con parámetros eléctricos R , L , y C **concentrados** y por tanto aplicar la Teoría de Circuitos, como se señala en el esquema de la Figura 17.

El incumplimiento de la Ecuación 8 implica la necesidad de estudiar el problema de difusión del CEM mediante la Teoría de Propagación de ondas y por tanto modelos de parámetros distribuidos.

El límite que marca la Ecuación 8 permite definir el rango de muy alta frecuencia en el trabajo de investigación como aquel a partir del cual se deja de cumplir la condición impuesta por dicha ecuación.

La estructura electromagnética de guiado del CEM constituye el segundo factor de dependencia del CEM. En un transformador el CEM se puede difundir a través del circuito constituido por los elementos electromagnéticos de núcleo, dieléctrico papel-aceite y cuba. En el ensayo FRA este circuito presenta tres particularidades:

En primer lugar mientras que durante el servicio habitual del transformador a 50 ó 60 Hz, las fuentes de excitación generan un campo magnético trifásico equilibrado que en primera aproximación se difunde por igual en las tres fases, en el ensayo FRA la excitación es monofásica y desde distintos terminales y configuraciones posibles (resumidas en la Tabla 35.) siempre con el transformador desconectado de red. Con cada una de las alternativas de conexión de las fuentes aparece un circuito electromagnético distinto por el que se difunde el CEM, siempre diferentes al establecido en el funcionamiento normal del transformador.

En segundo lugar, la variación en frecuencia puede llegar a modificar la permeabilidad y permitividad equivalente de los elementos físicos constituyentes del circuito electromagnético y por tanto las propiedades globales del camino por el que discurre el campo.

En tercer lugar, el objetivo del modelo es representar la realidad física de los elementos del transformador y esta es invariable para las diversas conexiones externas de los devanados (Y_y , Y_d , D_y , D_d , etc.). Se analizará por tanto la configuración que ofrezca el circuito más sencillo, que corresponde con aquella en la que los distintos arrollamientos del transformador trifásico están desconectados entre sí, denominada **Indep/Indepp** por analogía a la nomenclatura Y_d , D_y , Y_z , etc.

Las características particulares de la Excitación constituyen el tercer y último factor de dependencia del CEM. En el ensayo FRA la señal de tensión aplicada como fuente de excitación consiste en una onda sinusoidal monofásica y de bajo valor eficaz (entre 0.01 Vrms y 10 Vrms dependiendo del equipo de medida) con una frecuencia variable en un amplio ancho de banda desde 10 Hz hasta 10 MHz según normas, [1]-[4]. Difiere por tanto en magnitud y frecuencia de las tensiones/corrientes en servicio del orden de kV/kA y a frecuencia de red (50-60 Hz).

Considerando los tres factores que determinan el CEM en el ensayo FRA, se puede concluir que en términos generales su valor y distribución:

- Se puede analizar a partir de las leyes de Maxwell con una metodología de parámetros concentrados en el ancho de banda de mayor interés para el diagnóstico para el cual se cumple la Ecuación 8.
- Está provocado por una diferencia de potencial V_{in} entre los terminales del arrollamiento bajo medida y la consiguiente circulación de una corriente I_{in} a través del arrollamiento¹⁴.
- Depende de la frecuencia ya que modifica la permeabilidad y permitividad equivalente del medio y por tanto el circuito electromagnético de difusión.

¹⁴ Esta excitación se presenta en la mayoría de las configuraciones de medida, sin embargo existe algún caso, como por ejemplo la denominada *Intervinding* en la que la configuración no permite que la corriente fluya a lo largo del arrollamiento. Para la consulta de todas las configuraciones, véase la Tabla 36.

En los apartados 4.1.2 al 4.1.7 se desarrollarán en detalle estas conclusiones diferenciando los fenómenos electromagnéticos más relevantes en el ensayo FRA y que determinan la respuesta en frecuencia, resumidos a su vez en la Tabla 3 al final del capítulo.

4.1.2 Campo Magnético en el Núcleo.

En el trabajo de investigación, se define el rango de baja frecuencia como aquel en el que el fenómeno predominante en la respuesta es la presencia de un campo magnético en el núcleo visible desde la medida End-to-End en circuito abierto. En otras palabras, la estructura electromagnética predominante por la que se difunde el CEM es el núcleo del transformador.

La fuente generadora del campo durante el ensayo FRA es una corriente I_{in} que fluye por el arrollamiento de N espiras bajo medida. A la vista del circuito esquematizado en la Figura 18, esta corriente aparece al aplicar la tensión de excitación V_{in} sobre un arrollamiento del transformador y la resistencia interna R_m de 50Ω , donde se mide la tensión de salida V_{out} .

La corriente I_{in} genera un campo magnético \vec{H} en todo el espacio donde las trayectorias cerradas del vector H envuelven el arrollamiento excitado como establece la ley de Maxwell del rotacional expresada en la Ecuación 9.

$$\nabla \times \vec{H} = J + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

Ecuación 9. Forma diferencial de la ecuación de Maxwell del rotacional de la intensidad de campo magnético H

Dónde:

H: intensidad de campo magnético

J: densidad de corrientes libres.

D: densidad de flujo eléctrico o desplazamiento eléctrico.

$\frac{\partial D}{\partial t}$: densidad de corriente de desplazamiento.

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \left(\frac{A}{m} \right)$$

Ecuación 10. Relación entre B y H para cualquier medio.

Dónde:

B: densidad de flujo magnético

μ : permeabilidad absoluta del medio en H/m.

El campo magnético \vec{H} altera el medio por el que se difunde provocando la aparición de un campo densidad de flujo magnético \vec{B} que depende del vector \vec{H} y de la permeabilidad del medio de difusión tal y como establece la Ecuación 10.

A baja frecuencia el valor de la permeabilidad μ de la chapa magnética del núcleo es del orden de 10^3 o 10^4 , [121] mayor que el material de la cuba, el cobre y aislantes de los arrollamientos por lo que, aunque el campo \vec{H} se difunda por todo el medio electromagnético del transformador, se justifica que la práctica totalidad del campo vectorial \vec{B} se encuentre confinado en el núcleo ferromagnético y una mínima cantidad de las líneas de campo \vec{B} transcurren por el resto de zonas.

La distribución del campo magnético dentro del núcleo se establece a partir de la Ecuación 11 que es el resultado de aplicar la Ecuación 12 a las trayectorias C_1 y C_2 de la Figura 18 donde se puede considerar el valor del módulo de H constante para cada instante t . A su vez, la Ecuación 12 se deduce como la forma integral de la Ecuación 9 donde el término de la densidad de corriente de desplazamiento se ha eliminado porque es mucho menor que la densidad de corriente, J .

$$|\vec{H}| = \frac{N \cdot I}{l}$$

Ecuación 11. Particularización de la Ecuación 12 para trayectoria con el módulo de H constante.

$$\oint_c \vec{H} \cdot \vec{\delta l} = N \cdot I$$

Ecuación 12. Ley circuital de Ampere

Donde

N : número de vueltas del arrollamiento

I : corriente del arrollamiento

c : trayectoria cerrada

δl : elemento diferencial de longitud

l : longitud de la trayectoria cerrada

Ya que la longitud de la trayectoria de C_2 es mayor que en C_1 , se cumple que $|\vec{H}_2| < |\vec{H}_1|$ y por tanto, $|\vec{B}_2| < |\vec{B}_1|$ para una permeabilidad μ constante en toda la estructura del núcleo.

El modo de difusión analizado puede verse modificado por las distintas configuraciones de medida ya que establecen condiciones de contorno que modifican las trayectorias del campo magnético en el núcleo. Los casos más relevantes se analizan en los apartados 4.1.2.1, 4.1.2.2 y 4.1.2.3.

4.1.2.1 Configuración *End-to-End*.

El circuito de medida y la distribución del campo magnético en el núcleo que se establece en la configuración *End-to-End* se muestran en el esquema de la Figura 18.

La estructura que define el circuito electromagnético incluye en este caso las tres columnas y los yugos o culatas del núcleo.

Los efectos físicos provocados en la estructura por la presencia del campo magnético se pueden resumir en:

1. Un almacenamiento de energía magnética debido a la presencia simultánea de campo \vec{H} y \vec{B} determinada por el producto $\vec{H} \cdot \vec{B}$ tal y como se explica en el anexo A.IV. Mediante el análisis del apartado anterior, se deduce que la energía almacenada en la zona definida por la trayectoria C_1 es mayor que en la trayectoria C_2 ya que el producto $\vec{H}_1 \cdot \vec{B}_1$ es mayor que $\vec{H}_2 \cdot \vec{B}_2$.
2. En condiciones de régimen sinusoidal permanente y tensión constante, un aumento de la frecuencia implica la necesidad de una inducción menor para mantener la tensión, y por tanto una disminución del valor de la corriente I_{in} generadora del campo magnético.
3. Aparición de acoplamiento magnético entre los arrollamientos de distintas fases del transformador debido a la presencia de un flujo común (trayectorias C_1 y C_2 en la Figura 18) y entre los arrollamientos de una misma fase (trayectorias C_1 y C_2 en la Figura 18).
4. Aparición de pérdidas por Histéresis y Aparición de corrientes inducidas de Foucault en la chapa magnética que provocan a su vez pérdidas de potencia y un contraflujo \vec{B}_c que contrarresta la densidad de flujo que existiría en ausencia de las corrientes de pérdidas. La inducción aumenta con la frecuencia provocando que la densidad de flujo efectiva presente en el material magnético se reduzca y por tanto la capacidad de almacenamiento magnético, estudiado por diferentes autores en [99], [100], [164]. Este fenómeno justifica que el campo magnético esté presente en el núcleo predominantemente a bajas frecuencias y que disminuya a medida que la frecuencia aumenta.

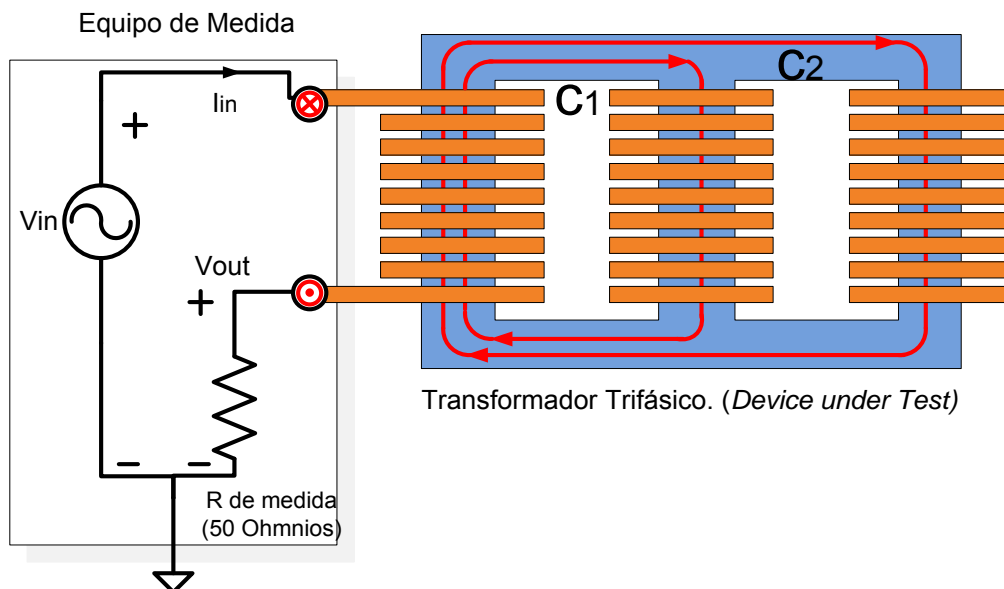


Figura 18. Setup para medida *End-to-End* y líneas de densidad de flujo magnético, B .

4.1.2.2 Configuración *End-to-End short circuit*

En la configuración de medida *End-to-End short circuit* mostrada en la Figura 19 el campo magnético se difunde por la estructura del núcleo de igual modo que en la medida End-to-End analizada en el apartado 4.1.2.1 ya que la fuente de excitación no varía, excepto en la fase cuyo arrollamiento está cortocircuitado.

El cortocircuito impone una condición de contorno externa que establece que la tensión y por tanto la fuerza electromotriz entre los terminales cortocircuitados sean cero.

Para cumplir esta condición aparece una f.e.m γ generada, según establece la Ecuación 13, por un flujo Φ en contraposición al existente por la trayectoria C_1 . A su vez este flujo proviene de un campo \vec{B} que sigue una trayectoria externa al núcleo (C_3 en la Figura 19) y que se genera por una corriente en el arrollamiento cortocircuitado.

De este modo se puede considerar que en la configuración *End-to-End short circuit* el campo magnético se distribuye y provoca los mismos efectos que en la configuración End-to-End excepto en la columna de la fase cortocircuitada, en la cual existe un campo magnético que circula por la interfase núcleo-dieléctrico y compensa al existente en la columna del núcleo dando lugar a un flujo total nulo.

Como consecuencia la estructura que define el circuito electromagnético en la medida End-to-End Short Circuit se ve modificada con respecto a la que se presenta en la medida End-to-End.

$\frac{d\Phi}{dt}$ (V)

Dónde:

Ecuación 13. Ley de Faraday de la inducción electromagnética

Φ : flujo magnético ligado al circuito.

γ : fuerza electromotriz inductiva

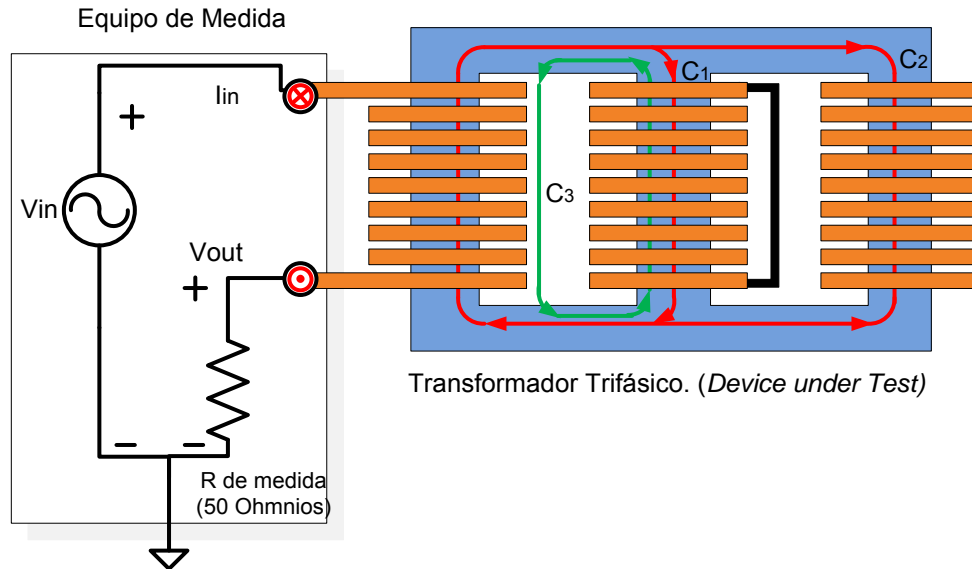


Figura 19. Setup para medida End-to-End short circuit y líneas de densidad de flujo magnético, B .

4.1.2.3 Configuración *Transfer*

En la medida *Transfer* se involucran dos arrollamientos en el esquema de medida, representado en la Figura 20. El primero se excita directamente con la tensión V_{in} mientras que en el segundo se mide la tensión inducida V_{out} , situando en paralelo la resistencia interna del equipo de 50Ω que actúa por tanto como carga.

Del análisis del esquema se deduce que la magnitud V_{out}/V_{in} mide la tensión inducida en un arrollamiento cuando el otro es excitado, y por tanto el grado de acoplamiento magnético.

Los valores del módulo del campo magnético difieren con respecto a la medida *End-to-End* por el efecto de la carga de 50Ω pero su trayectoria y distribución son idénticas por lo que son válidas las conclusiones del apartado 4.1.2.1.

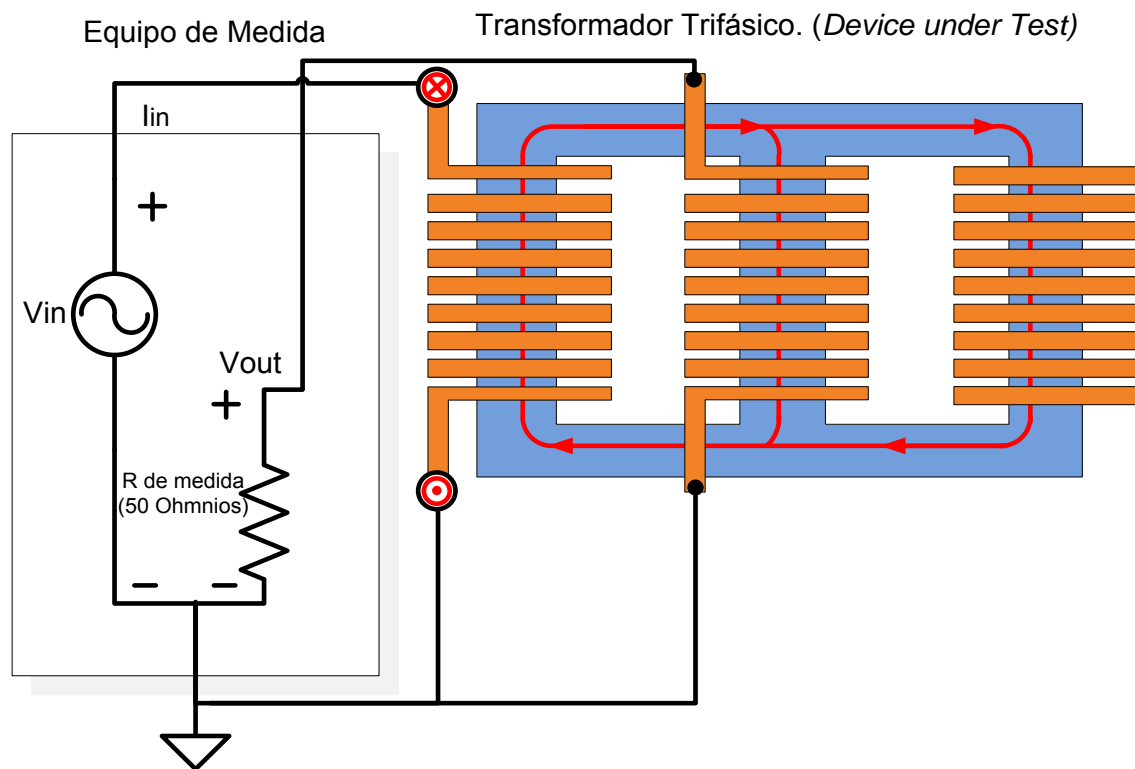


Figura 20. Setup para medida *Inductive Inter-winding* (también denominada *Transfer*) y líneas de densidad de flujo magnético, B .

4.1.3 Campo Eléctrico entre dos superficies.

La presencia del campo eléctrico generado por una diferencia de potencial entre dos superficies constituye el segundo fenómeno de relevancia en la difusión del CEM en el volumen del transformador durante el ensayo FRA. Independientemente del volumen afectado por el campo, se producen los siguientes efectos físicos:

1. Un almacenamiento de energía eléctrica debido a la presencia simultánea de campo \vec{D} y \vec{E} determinada por el producto $\vec{D} \cdot \vec{E}$ tal y como se explica en el anexo A.IV.
2. Un aumento de la frecuencia de variación del campo eléctrico implica un aumento de la movilidad de las cargas del medio y por tanto un aumento de la corriente que atraviesa el dieléctrico. Como consecuencia de la dispersión de cargas, se produce una disminución de la diferencia de potencial generadora del campo.
3. Aparición de pérdidas de fugas en el dieléctrico.

La estructura que define el circuito electromagnético por el que se difunde el campo eléctrico depende de la configuración de la medida FRA y se analiza en los apartados 4.1.3.1 y 4.1.3.2.

En el trabajo de investigación, se define el rango de frecuencias medias como aquel en el que el fenómeno predominante en la respuesta es la aparición de un campo eléctrico a lo largo de la superficie constituida por el arrollamiento bajo medida en el ensayo End-to-End en circuito abierto.

4.1.3.1 Configuración *End-to-End*, *End-to-End Short Circuit* y *Transfer*.

En la configuración de medidas End-to-End, End-to-End Short Circuit y Transfer (esquematizadas en la Figura 18, Figura 19 y Figura 20) se establecen dos tipos de fuentes de tensión generadoras de una diferencia de potencial y por tanto un campo eléctrico entre los terminales de un arrollamiento:

- La fuente de tensión V_{in} propia del equipo de medida conectada sobre el(los) arrollamiento(s) ensayado(s) causa un campo eléctrico en el volumen ocupado por las espiras, (líneas de campo de trazo verde continuo en Figura 21).
- La tensión inducida en los arrollamientos por efecto del campo magnético común presente en estas medidas (excepto en el arrollamiento cortocircuitado en la medida End-to-End Short Circuit donde la tensión es nula por imposición externa), causante de un campo eléctrico en el volumen ocupado por las espiras del resto de arrollamientos (líneas de campo de trazo verde discontinuo en Figura 21).

Por tanto el circuito electromagnético establecido guía el campo eléctrico a lo largo del volumen completo ocupado por los arrollamientos o en volúmenes parciales ocupadas por grupos de espiras del arrollamiento.

La presencia de los campos campo \vec{D} y \vec{E} entre los terminales del arrollamiento provoca los efectos enunciados al comienzo del apartado 4.1.3.

Considerando el segundo efecto, el aumento de la frecuencia de la tensión en el ensayo FRA desemboca en un aumento de la corriente por el arrollamiento, incluso en aquellos que se encuentran en circuito abierto, ya que se cierra por el dieléctrico entre espiras, modificando las condiciones de contorno iniciales.

Esta corriente adicional por el dieléctrico tiene dos consecuencias. En primer lugar, una disminución de la diferencia de potencial y por tanto de la energía eléctrica almacenada. En segundo lugar, al tratarse de una corriente variable en el tiempo, un campo magnético denominado B_2 en la Figura 21 que se cierra por la zona dieléctrica externa al núcleo y creado en oposición al campo inducido B_1 .

El resultado final del aumento de frecuencia desde el rango de baja a frecuencias medias en el campo eléctrico es un campo magnético compensado y por tanto una tensión inducida en los arrollamientos nula, dando lugar a un Camino de baja impedancia o **Cortocircuito Virtual** con las mismas consecuencias que el real en el arrollamiento, estudiado en el apartado 4.1.2.2

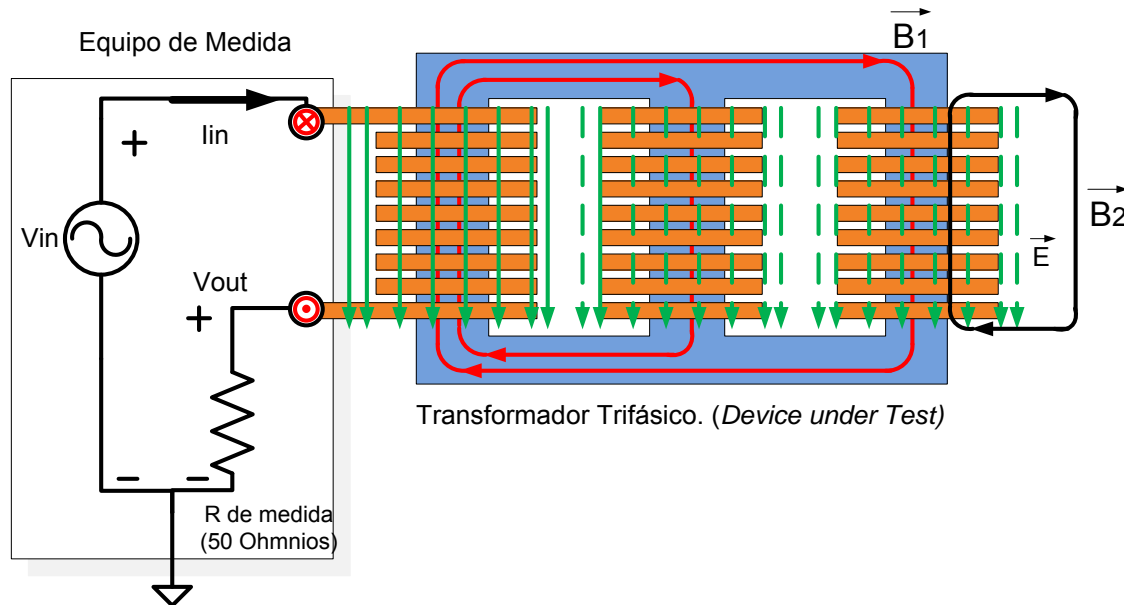


Figura 21. Setup para medida End-to-End con líneas de densidad de flujo magnético, B y campo eléctrico E. Comportamiento del CEM a frecuencias medias.

4.1.3.2 Configuración *Capacitive Inter-Winding* .

En la medida Capacitive Inter-winding, esquematizada en la Figura 22, se genera un campo eléctrico debido a la diferencia de potencial establecida entre las dos superficies constituidas por las espiras de los dos arrollamientos medidos.

En la configuración de medida, se comprueba que todos los arrollamientos se encuentran en circuito abierto. Esta imposición externa imposibilita el flujo de corriente y por tanto la generación de un campo magnético y la consecuente diferencia de potencial inducida que podría generar campos eléctricos adicionales en otros arrollamientos.

Por tanto la estructura electromagnética por la que se difunde el campo eléctrico está formada únicamente por el volumen limitado por los dos cilindros de material conductor. Estos cilindros están constituidos por los dos arrollamientos en los que se establece la diferencia de potencial generadora del campo.

En el caso de un transformador el volumen entre arrollamientos está ocupado por el papel y material aislante (normalmente cartón denominado *pressboard* o madera) inmerso en el aceite. La estructura electromagnética se puede representar por tanto por una capacidad en la que se almacena la energía eléctrica generada en la medida.

Los efectos del campo en este medio dieléctrico son los enunciados al comienzo del apartado 4.1.3.

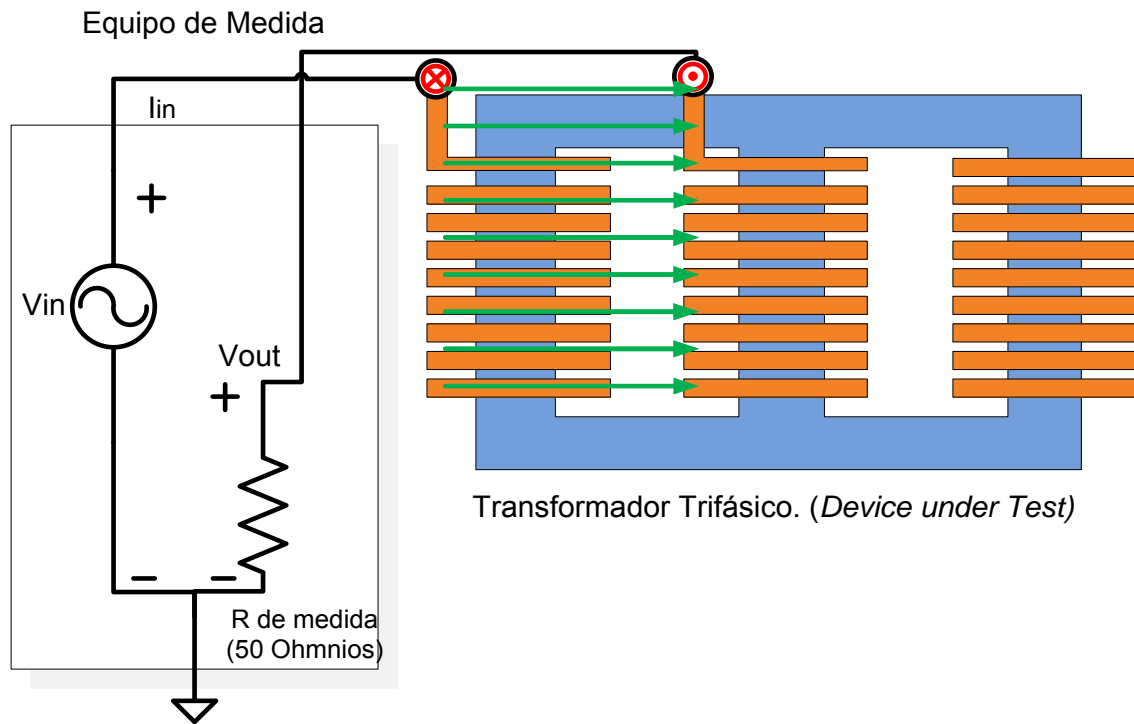


Figura 22. Setup para medida Capacitive Inter-winding y distribución de intensidad de campo eléctrico, E .

4.1.4 Campo Magnético en la Interfase Núcleo-Dieléctrico.

El tercer fenómeno físico de relevancia en un ensayo FRA es la aparición de un campo magnético creado por una corriente de excitación, que se difunde por el circuito electromagnético constituido por la columna sobre la que se enrolla el cobre del devanado y la zona de dieléctrico que le rodea (véase Figura 23), constituido por papel-aceite en transformadores sumergidos o resina en transformadores secos.

En la terminología clásica este flujo se denomina flujo de dispersión o *leakage flux*.

Debido a la mayor reluctancia de la estructura electromagnética constituida por núcleo-dieléctrico, este flujo magnético presenta valores despreciables frente al que discurre por la estructura constituida exclusivamente por el núcleo, denominado en terminología clásica como flujo magnetizante.

Sin embargo, en las condiciones de cortocircuito del arrollamiento, el flujo de dispersión debe igualar hasta contrarrestar el magnetizante para cumplir con la condición de tensión nula en el arrollamiento, equivalente a un flujo de inducción cero, cumpliendo la Ecuación 13.

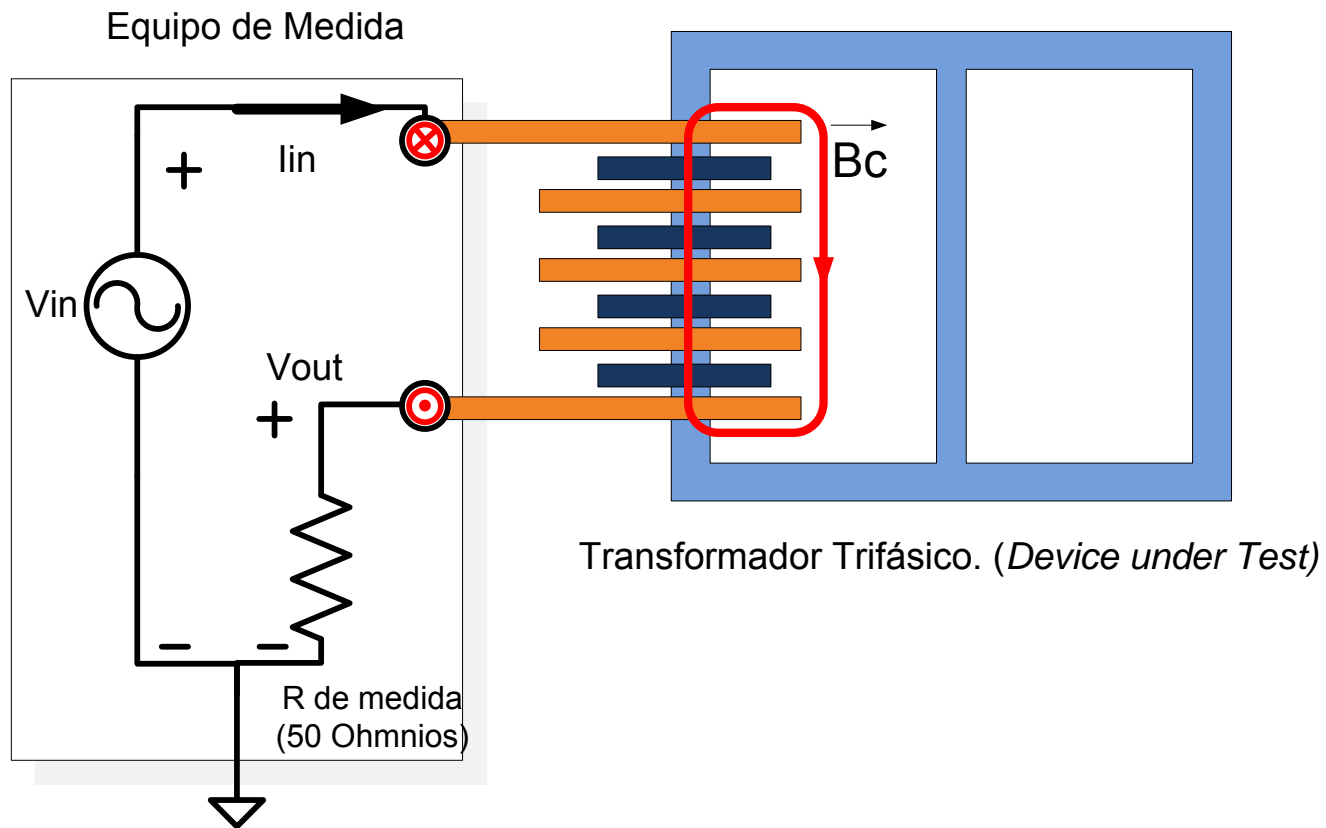
La condición de cortocircuito donde el flujo de dispersión cobra la misma importancia que el magnetizante se establece en dos situaciones, ya analizadas en los apartados anteriores:

- En la configuración End-to-End short circuit debido a la restricción de cortocircuito físico en un arrollamiento, (véase trayectoria C_3 en Figura 19, apartado 4.1.2.2). El campo por la interfase núcleo-dieléctrico compensa al del núcleo desde el rango de baja frecuencia.
- En las configuraciones End-to-End, End-to-End short circuit y Transfer debido a la restricción de cortocircuito virtual provocado por el campo eléctrico en alta frecuencia a lo largo del arrollamiento (véase campo B_2 en Figura 21, apartado 4.1.3.1).

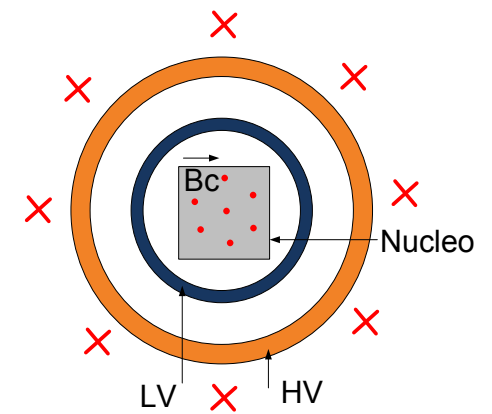
En el trabajo de investigación, se define el comienzo del rango de alta frecuencia I como el punto a partir del cual el efecto predominante en la medida EtE Open es la presencia de un campo magnético cuyas líneas se cierran por el volumen interior del arrollamiento ocupado por el núcleo y el volumen exterior al arrollamiento ocupado por el dieléctrico.

El campo magnético difundido en la estructura núcleo-dieléctrico presenta los siguientes efectos en el medio:

1. Difusión de líneas de campo \vec{B} buscando trayectorias de longitudes menores a las descritas en el núcleo, debido a la baja permeabilidad del medio dieléctrico con respecto al material ferromagnético. Como consecuencia el campo \vec{B} se confina en el volumen inmediatamente contiguo al arrollamiento y nunca concatena un arrollamiento localizado en otra fase.
2. Almacenamiento de energía magnética debido a la presencia simultánea de campo \vec{H} y \vec{B} determinada por el producto $\vec{H} \cdot \vec{B}$, siempre menor a la almacenada en el mismo volumen en un medio magnético por efecto de la menor permeabilidad del dieléctrico.
3. En condiciones de régimen sinusoidal permanente y tensión constante, una disminución del valor de la corriente I_{in} generadora del campo magnético con el aumento de la frecuencia.
4. La longitud limitada de las trayectorias de las líneas de campo magnético se traduce en la imposibilidad de que el flujo creado en un arrollamiento concatene con otro en una fase distinta. Por tanto solo es posible acoplamiento magnético por flujo común entre los arrollamientos de la misma fase del transformador.
5. Pérdidas de potencia.



A. Densidad de flujo de dispersión común a arrollamientos HV y LV en la interfase núcleo-dieléctrico. Medida End-to-End



B. Vista superior de arrollamiento de HV y LV concéntricos y flechas de densidad de flujo. Medida End-to-End.

Figura 23. Esquema de medidas End-to-End (A) y representación de la densidad de flujo en la interfase núcleo-dieléctrico (B)

4.1.5 Campo Magnético en el Dieléctrico.

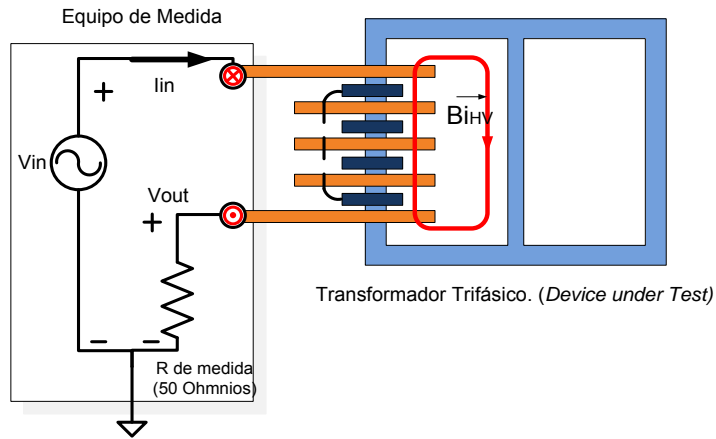
El cuarto fenómeno físico que condiciona la respuesta en frecuencia del transformador es la presencia de un campo magnético cuyas líneas de flujo se cierran exclusivamente por el volumen ocupado por el dieléctrico contiguo a un arrollamiento (véase Figura 24).

La difusión del flujo por este circuito magnético de alta reluctancia en detrimento del establecido por el núcleo (apartado 4.1.2) o núcleo-dieléctrico (apartado 4.1.4) de reluctancia menor únicamente se produce si se imposibilita la circulación de flujo por el núcleo. Esta condición se puede establecer por tres razones:

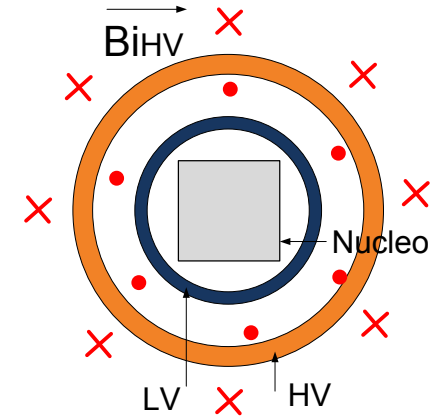
- Un cortocircuito físico. Si el corto es en el lado de alta se imposibilita la circulación de flujo en el interior del arrollamiento y por tanto por el núcleo. En la medida desde el lado de baja, con el arrollamiento interior al de alta, si es posible la aparición de un flujo que discurre únicamente por el dieléctrico concéntrico al arrollamiento, tal y como se esquematiza en la Figura 25.
- Un cortocircuito virtual por el efecto capacitivo de frecuencias medias analizado en el apartado 4.1.3.1, con los mismos resultados que el corto físico y visible en la medida EtE Open esquematizada en la Figura 24.
- Una disminución de la permeabilidad de la chapa ferromagnética asemejándola a la del dieléctrico por efecto de las pérdidas (véase punto 4 y 4 en apartado 4.1.2.1). Este fenómeno aparece a alta frecuencia provocando que la estructura magnética del núcleo presente una reluctancia similar a la del circuito dieléctrico y por tanto las líneas de flujo no discurran por él.

Los efectos provocados por este flujo son los mismos a los generados por el campo magnético por el núcleo (apartado 4.1.2) o núcleo-dieléctrico (4.1.4) con ciertas particularidades:

1. Un almacenamiento de energía magnética cuya magnitud será menor a la almacenada en el núcleo magnético debido a una permeabilidad menor en el medio dieléctrico.
2. Ausencia de acoplamiento magnético incluso entre los arrollamientos concéntricos debido a que las trayectorias del flujo concatenan únicamente un arrollamiento.
3. Presencia de pérdidas menores a las de Histéresis o Foucault debido a la distribución de flujo exclusivamente por medio dieléctrico.

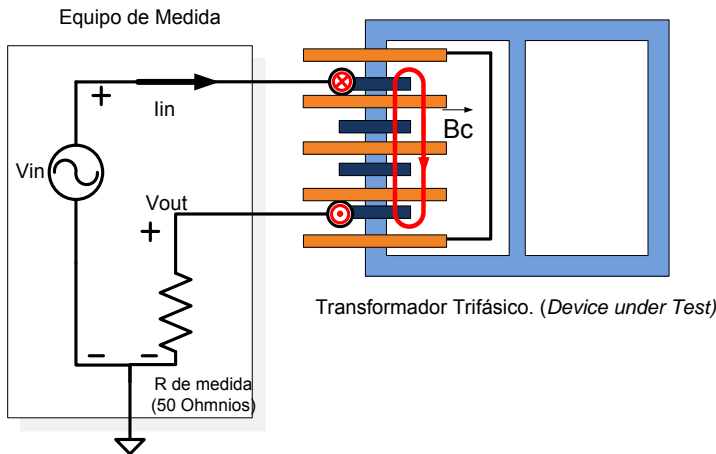


A. Densidad de flujo de dispersión confinado en arrollamiento HV. Medida End-to-End short circuit

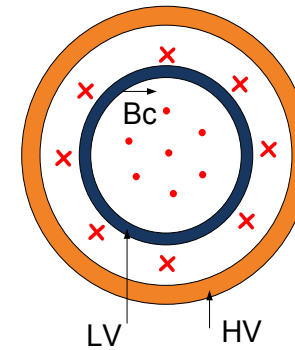


B. Vista superior de arrollamiento de HV y LV concéntricos y flechas de densidad de flujo. Medida End-to-End short circuit

Figura 24. Esquema de medida End-to-End Open desde arrollamiento HV (A) y representación de la densidad de flujo (B)



A. Densidad de flujo de dispersión común a arrollamientos HV y LV. Medida End-to-End



B. Vista superior de arrollamiento de HV y LV concéntricos y flechas de densidad de flujo. Medida End-to-End.

Figura 25. Esquema de medidas End-to-End Short Circuit desde arrollamiento LV (A) y representación de la densidad de flujo (B)

4.1.6 Acoplamiento Electromagnético en el Arrollamiento bajo medida.

El análisis del campo magnético realizado en el apartado anterior 4.1.5 consideraba principalmente unas líneas de flujo en el volumen dieléctrico inmediatamente contiguo al arrollamiento medido y abrazando el número total de N espiras.

Sin embargo, la situación real del campo incluye densidades de flujos creados por la corriente I_{in} , que abraza independientemente a cada una de las espiras (\vec{B}_v en la Figura 26) o un campo que concatena un grupo reducido de las mismas (\vec{B}_{lv} en la Figura 26).

Este campo, que ha sido ampliamente estudiado en los modelos de los arrollamientos para alta frecuencia, [52], [67], está presente en todo el ancho de banda de medida. En bajas frecuencias no tiene importancia debido a su reducida magnitud en comparación con el campo almacenado en el núcleo magnético. Sin embargo, con el aumento de frecuencia en el ensayo, donde el campo magnético por el núcleo se ve anulado como se ha analizado en el apartado 4.1.5, cada uno de los campos \vec{B}_v pueden crear una diferencia de potencial entre espiras (o \vec{B}_{lv} entre grupos de espiras) significativa debido al aumento con la frecuencia del valor la derivada temporal de la expresión:

$$V = N \frac{d\theta}{dt}$$

Como consecuencia, aunque el flujo θ creado por \vec{B}_v ó \vec{B}_{lv} sea de un valor bajo por discurrir por el dieléctrico de permeabilidad reducida, la tensión inducida puede tomar valores significativos.

Estas tensiones inducidas que abrazan y concatenan distintos grupos de espiras provocan que la diferencia de potencial de medida V_{in} ya no se distribuya uniformemente a lo largo del arrollamiento.

Como consecuencia de la no uniformidad, la distribución de campo eléctrico pasa de la forma expuesta con líneas verdes en la Figura 21 a la establecida por la diferencia de potencial inducida en las espiras y representadas, de nuevo con líneas verdes, en la Figura 26.

A su vez el aumento de frecuencia provoca el efecto de cortocircuito virtual en la distribución de campo eléctrico analizado en el apartado 4.1.3.1, en este caso entre un número de espiras N' menor al total de N vueltas del arrollamiento completo. Como consecuencia el número efectivo de espiras generadoras de campo magnético disminuye con el aumento de frecuencia.

Del análisis anterior se concluye que los campos eléctricos y magnéticos en alta frecuencia están completamente acoplados y se distribuyen exclusivamente por las espiras constitutivas del arrollamiento bajo medida, confinados a medidas del orden de magnitud de centímetros.

Estos efectos son visibles en cualquier medida End-to-End y End-to-End short circuit si la frecuencia es suficientemente alta. En este caso, en el trabajo de investigación se habla del rango de alta frecuencia II, para diferenciarlo del rango de alta frecuencia I.

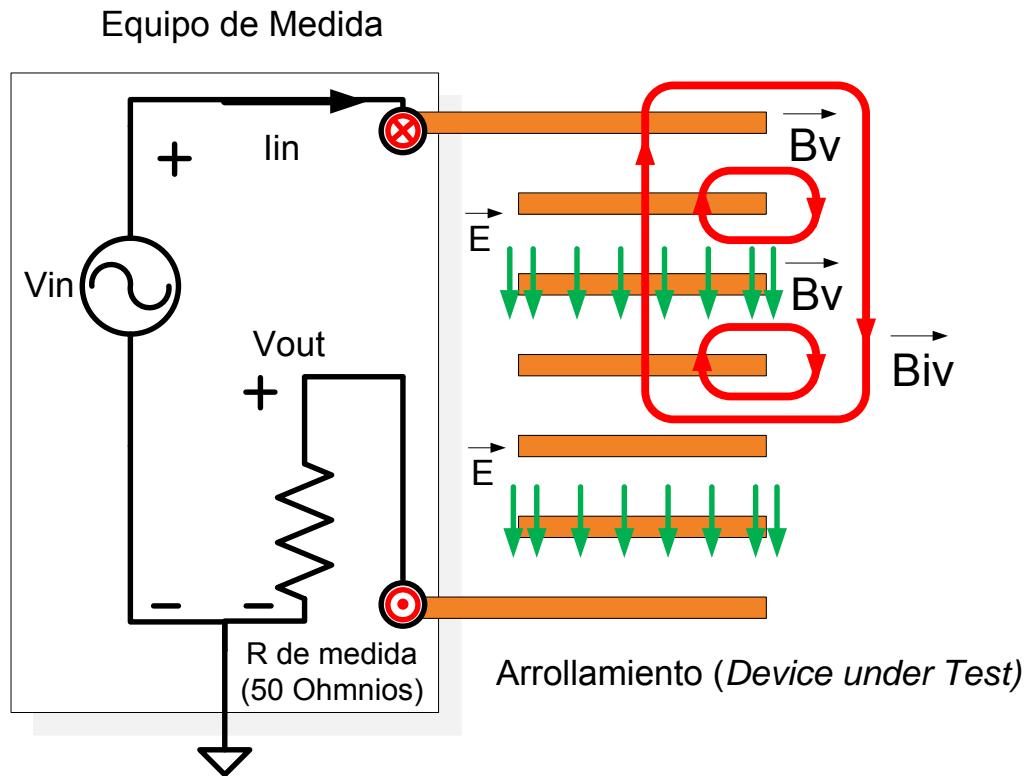


Figura 26. Esquema para la medida End-to-End y distribución de la densidad de flujo magnético B (trayectoria roja) y campo eléctrico (trayectoria verde) en alta frecuencia.

4.1.7 Distribución de Campo Electromagnético a Muy Alta Frecuencia.

La investigación define el rango de muy alta frecuencia en la medida FRA como aquel en el que no es válido el esquema de medida analizado hasta el momento y representado en la Figura 18 a la Figura 26 y por tanto el análisis del CEM.

La modificación del setup del ensayo se puede atribuir a dos razones:

En primer lugar, el efecto de los cables de medida no se puede considerar despreciable en la respuesta obtenida ya que no se puede asegurar el cumplimiento de la condición impuesta por la Ecuación 4, es decir, la longitud de onda del CEM es del orden de magnitud de las longitudes características del cable.

A continuación se expone un análisis cuantitativo aproximado para obtener una estimación del límite inferior del rango de muy alta frecuencia:

Suponiendo una longitud de los cables de medida de 10 metros, la Ecuación 4 establece que la longitud de onda mínima debe ser de 100 metros.

Suponiendo una velocidad máxima de propagación de la onda por el cable igual a la velocidad de la luz, $c=3 \times 10^8$ m/s, la Ecuación 8 establece que la frecuencia máxima a la que se puede llegar sin que aparezcan efectos de onda viajera en los cables es de:

$$f = \frac{c}{\lambda_{min}} = \frac{3 \cdot 10^8}{100} = 3 \text{ MHz}$$

Como se deduce del análisis anterior, esta cifra es aproximada y depende de la longitud y las características electromagnéticas del cable que hacen variar la velocidad de propagación del CEM.

En segundo lugar, la longitud del arrollamiento ensayado en el transformador de potencia puede ser incluso mayor que la de los cables de medida por lo que también se encuentra sometido a los efectos de muy alta frecuencia analizados.

Adicionalmente, el aumento de la frecuencia hasta el rango de MHz provoca que el campo eléctrico que se establece entre el arrollamiento a tensión y las partes aterrizadas de núcleo y cuba presente una baja impedancia ofreciendo por tanto un camino para la corriente, inexistente en rangos de frecuencia menor y que modifica el *setup* de medida.

Como consecuencia, el esquema de medida adquiere la forma de la Figura 27 donde los cables de medida y el transformador deben ser analizados como multipolos constituidos por circuitos de parámetros distribuidos propios de la Teoría de Propagación de Ondas.

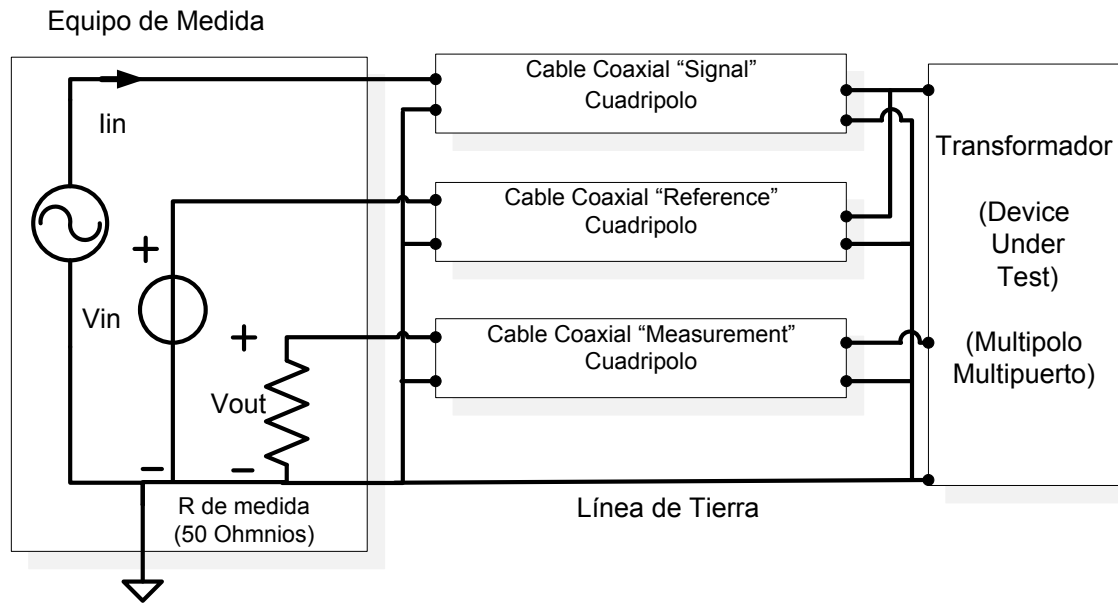


Figura 27. Esquema completo de conexionado en la medida FRA.

4.2 Desarrollo de la Estructura Circuitual del Modelo.

La realidad física del comportamiento de los campos electromagnéticos del transformador analizada en el apartado 4.1 del capítulo es sintetizada en el modelo a partir de una estructura basada en un circuito eléctrico de parámetros concentrados.

Para la obtención del circuito son necesarios dos elementos:

- Los parámetros eléctricos constitutivos del circuito que representan cada uno de los fenómenos electromagnéticos.
- La topología del circuito, es decir, las conexiones entre los parámetros eléctricos para representar el acoplamiento entre campos y la difusión entre las distintas estructuras electromagnéticas del transformador.

En primer lugar, los parámetros necesarios son obtenidos por aplicación del Concepto de Almacenamiento y Disipación de Energía, utilizado en el análisis por elementos finitos, [34], [132] o en el modelado FRA, [20]. Las claves para la aplicación de la técnica, cuyos fundamentos se recogen más extensamente en el anexo A.IV, utilizadas para la consecución del circuito del modelo se resumen en tres puntos:

- La energía almacenada en una estructura física debida a la presencia de un campo **magnético** se puede representar mediante un parámetro inductivo, **L**.
- La energía almacenada en una estructura física debida a la presencia de un campo **eléctrico** se puede representar mediante un parámetro capacitivo, **C**.
- Las pérdidas de energía en una estructura física debido a la presencia de un campo electromagnético se pueden representar mediante un parámetro resistivo, **R**.

En segundo lugar, la aplicación del Principio de Dualidad, a partir del procedimiento detallado en el anexo A.IV, permite obtener la topología de un circuito eléctrico cuyo comportamiento es equivalente al del campo magnético establecido en cualquier estructura electromagnética.

Los apartados 4.2.1 a 4.2.6, resumidos en la Tabla 3, exponen el procedimiento seguido para la obtención de las distintas partes del circuito, representativas de los distintos fenómenos analizados en el apartado 4.1.

Finalmente, en el apartado 4.2.7 se expone el circuito completo a partir de las distintas partes que constituye la estructura del modelo.

4.2.1 Modelo para Rango de Baja Frecuencia. Síntesis del Campo Magnético en el Núcleo.

El circuito que representa el comportamiento del transformador en baja frecuencia está constituido por parámetros inductivos **L** que representan el campo magnético y parámetros resistivos **R** que representan las pérdidas.

Se puede justificar el cumplimiento de la Ecuación 8 del apartado 4.1.1 y por tanto el uso de parámetros concentrados en lugar de distribuidos a partir del siguiente análisis cuantitativo:

Debido a la presencia del núcleo ferromagnético con una permeabilidad relativa μ del orden de 10^3 veces mayor que los demás materiales del transformador, a baja frecuencia la onda electromagnética predominante es un campo magnético \vec{H} que discurre por el núcleo, a una frecuencia igual a la de la fuente de tensión de medida.

El frente de onda del campo \vec{H} se difunde con una velocidad determinada por la Ecuación 5 apartado 4.1.1 donde la permitividad y permeabilidad son las del material ferromagnético del núcleo.

Suponiendo una permeabilidad relativa de 5000 y una permitividad relativa de 1 para la chapa ferromagnética de un transformador trifásico de gran potencia con columnas de 2.5 m. de alto y culatas de 4 m de largo, el campo \vec{H} confinado en el núcleo debe recorrer una distancia aproximada de $2.5 \cdot 3 + 2 \cdot 4 = 15.5$ metros.

La Ecuación 8 se particulariza para el ejemplo concreto estudiado:

$$f \leq \frac{c}{10 \cdot 1 \cdot \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{10 \cdot 15.5 \cdot \sqrt{5000 \cdot 1}} \approx 27 \text{ kHz}$$

El límite obtenido depende de las características de los materiales y el tamaño del transformador y por tanto de su potencia. En general, a mayor potencia, el límite se reduce.

En la práctica, la frecuencia de distribución del campo magnético por el núcleo no alcanza el límite marcado por la expresión anterior y por tanto no es necesario el uso de parámetros distribuidos. Antes de alcanzar el límite, el campo magnético ya ha dado paso a un campo eléctrico y por tanto una respuesta de carácter capacitivo en una estructura distinta a la del núcleo magnético.

La topología del circuito eléctrico representativo del comportamiento magnético se obtiene por aplicación del Principio de Dualidad, siguiendo el procedimiento enumerado en el anexo A.IV.

El primer paso consiste en establecer el circuito magnético representado en la Figura 28 donde $\mathcal{R}l_n X$ corresponde a la reluctancia que presenta el camino magnético constituido por la columna y culata magnética de la fase X del núcleo trifásico al paso del flujo magnético Φ , $Ni_{HV} X$ es la fuerza magnetomotriz proporcionada por el arrollamiento de Alta tensión de la fase X y $Ni_{LV} X$ es la fuerza magnetomotriz proporcionada por el arrollamiento de Baja tensión de la fase X.

En segundo lugar se identifican y enumeran las mallas 1 y 2 formadas por el circuito magnético, incluso la maya 0 exterior.

El tercer paso consiste en construir las 9 ramas en paralelo del circuito eléctrico a partir de cada uno de los 3 posibles caminos que conectan las mallas del circuito magnético entre sí y definidos por cada uno de los elementos conectados en serie. Esta conversión provoca que las tres mallas del circuito magnético se conviertan en los nodos 0, 1 y 2 en el circuito eléctrico.

Por último, las variables magnéticas se sustituyen por su equivalente eléctrico del modo resumido en el anexo A.IV.

A modo de ejemplo, en la Figura 28 se muestran con trazo discontinuo 3 caminos de conexión entre las mallas 0 y 1 determinados por la reluctancia de la fase U, $\mathcal{R}l_n U$ y las fuerzas magneto-motrices

de los arrollamientos de alta y baja tensión, $Ni HV U$ y $Ni LV a$, respectivamente. Estos tres caminos dan lugar a tres ramas conectadas en paralelo que unen los nodos 0 y 1 en el circuito eléctrico, representadas por rectángulos de trazo discontinuo en la Figura 29 y constituidos por los elementos equivalentes de inductancia $L_n U$ y dos fuerzas electromotrices E_U y E_a (esta última no representada por simplicidad) conectadas mediante transformadores ideales para mantener el aislamiento eléctrico que existe entre arrollamientos.

Los valores de los parámetros eléctricos se referencian al lado de Alta Tensión por lo que la relación de los transformadores ideales serán de 1:1 para este caso y de 1:N para los de Baja Tensión, donde N es la relación de transformación entre los dos arrollamientos concéntricos de una misma fase.

Las letras U, U' y a, a' representan el comienzo y final del arrollamientos respectivamente para la fase U y por tanto los terminales que se conectarán al resto V, V', W, W', b, b' y c, c' para configurar el grupo de conexión Yy, Yd, etc. en cada caso.

El circuito eléctrico de la Figura 29 presenta un carácter exclusivamente inductivo. Para simular las pérdidas de potencia que se producen a baja frecuencia, analizadas en el apartado 4.1.2 es necesaria la inclusión de los elementos resistivos $R_n X$ en paralelo con las inductancias.

El modelo completo del núcleo para baja frecuencia, denominado a partir de ahora M.N.B.F, se representa en la Figura 30.

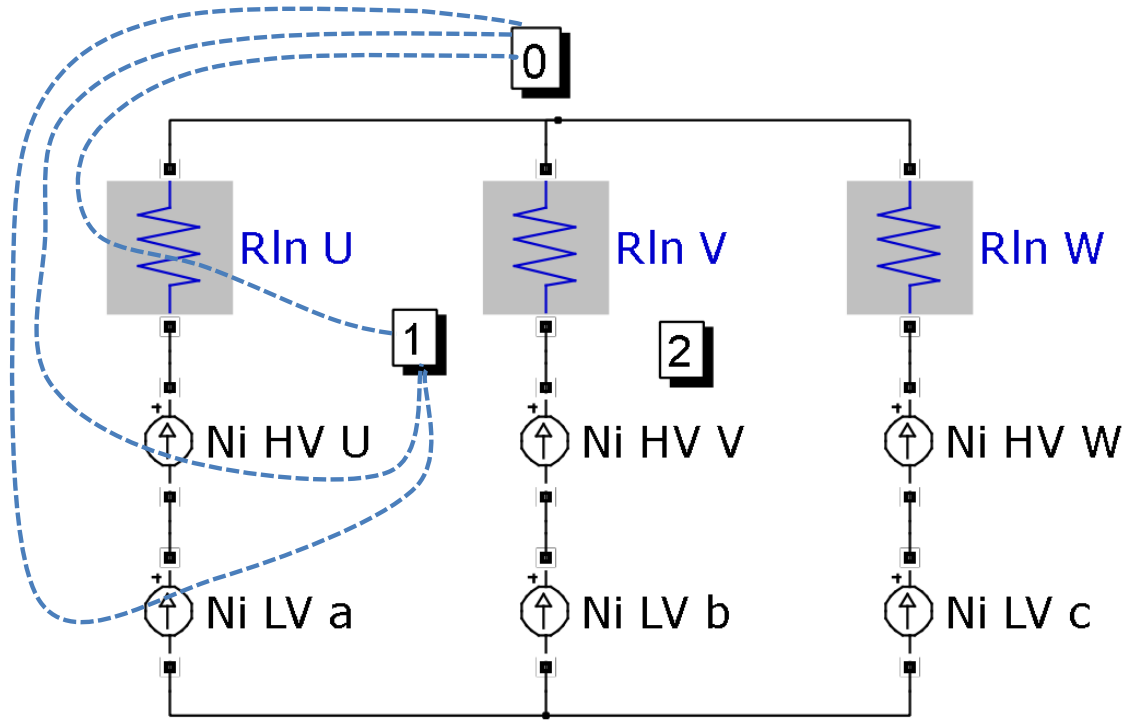


Figura 28. Circuito magnético de reluctancias. Comportamiento de campo magnético en el núcleo a baja frecuencia.

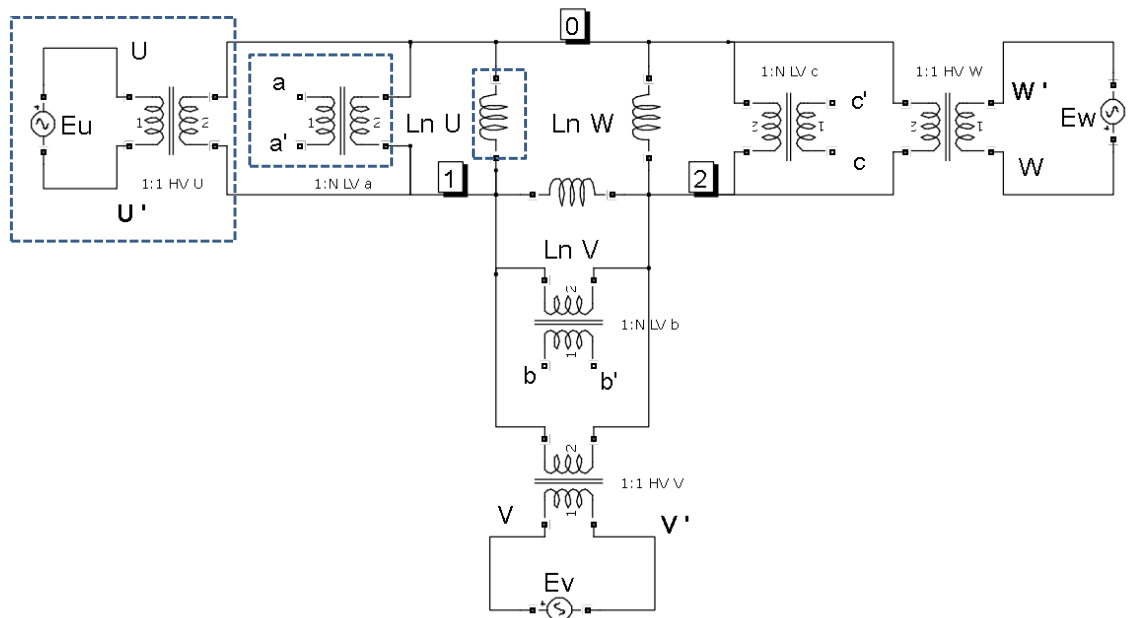


Figura 29. Circuito eléctrico equivalente al circuito de la Figura 28.

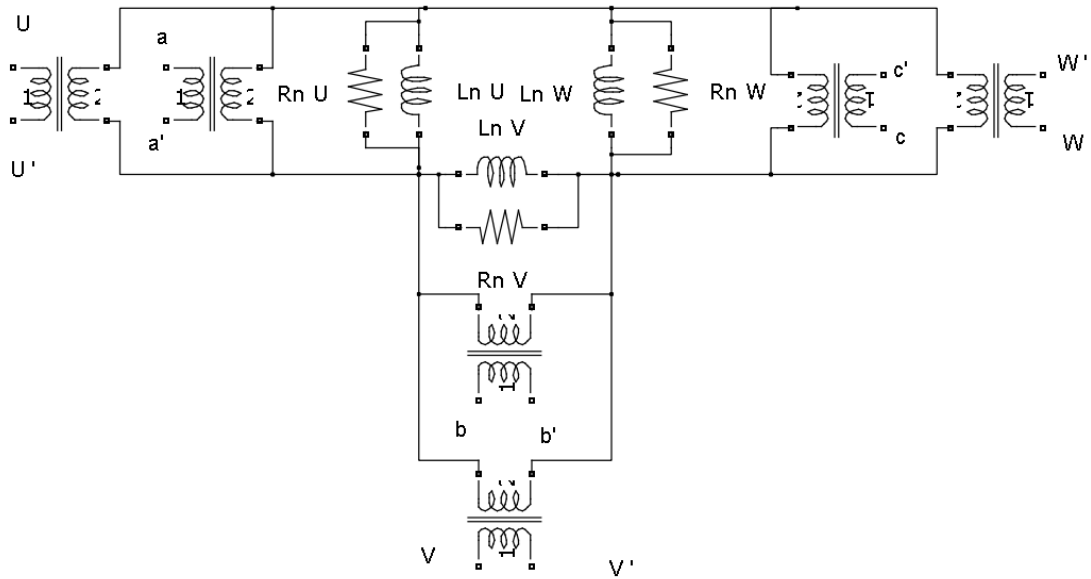


Figura 30. Estructura circuital para el M.N.B.F

4.2.2 Modelo para Rango de Frecuencias Medias. Síntesis del Campo Eléctrico en el Arrollamiento de Medida.

El campo eléctrico en el rango de frecuencias medias a lo largo del arrollamiento se representa en el modelo a partir de elementos capacitivos, por aplicación del Concepto de Almacenamiento y Disipación de Energía, conectados en paralelo entre los dos terminales del bobinado.

Idealmente la distribución de campo eléctrico está representada por un circuito de infinitas capacidades serie entre las espiras que constituyen el bobinado. Sin embargo la complejidad de esta representación es inviable para el modelo propuesto por lo que se utilizará una única capacidad por arrollamiento. Se ha comprobado que esta aproximación, tal y como se mostrará en el Capítulo 6 al validar el modelo completo, ofrece resultados satisfactorios.

En la Figura 31 se representa el circuito del M.N.B.F junto con las capacidades C_{HV} X correspondientes a los arrollamientos de Alta Tensión. Por simplicidad, las capacidades C_{LV} X correspondientes a los arrollamientos de Baja Tensión se han emitido.

Los parámetros C_{HV} X y C_{LV} X representan el comportamiento del arrollamiento en frecuencias medias, por lo que conforman el Modelo del Arrollamiento a Frecuencias Medias, denominado M.A.M.F.

4.2.3 Modelo para medida Interwinding. Síntesis del Campo Eléctrico entre Arrollamientos de Medida.

Siguiendo el mismo procedimiento que en el apartado 4.2.2, el campo eléctrico generado en la medida Interwinding -analizado en el apartado 4.1.3.2- se representa en el modelo a partir de las capacidades $C_i X$.

Al igual que en la distribución de campo eléctrico a lo largo del arrollamiento, el campo entre arrollamientos concéntricos se representa idealmente mediante un entramado de infinitas capacidades, nuevamente inviable para el modelo.

En el Capítulo 6 se mostrará como la simplificación en una única capacidad entre los terminales finales de los arrollamientos concéntricos de alta y baja tensión es suficiente para representar satisfactoriamente la respuesta en frecuencia medida.

En la Figura 31 se representan las capacidades $C_i X$ y $C_{HV} X$ junto con el M.N.B.F.

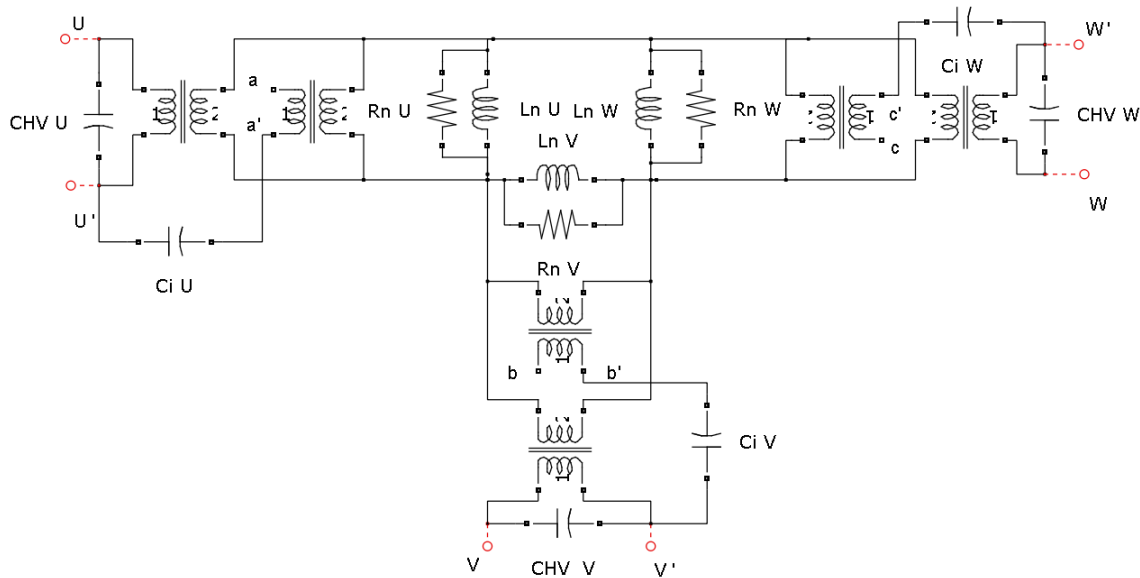


Figura 31. Adición de las Capacidades de Alta tensión del arrollamiento y Capacidades Interwinding al modelo M.N.B.F

4.2.4 Modelo para Rango de Alta Frecuencia I. Síntesis del Campo Magnético en la Interfase Núcleo-Dieléctrico.

Para representar el fenómeno del campo magnético en la estructura determinada por la interfase núcleo-dieléctrico únicamente es necesario añadir este nuevo camino alternativo del flujo al circuito magnético del M.N.B.F de la Figura 28 establecido en el apartado 4.2.1.

De este modo, el nuevo circuito magnético que incluye la distribución de flujo por el dieléctrico analizada en el apartado 4.1.4 y representada en la Figura 23, adquiere la forma representada en la Figura 32. El nuevo camino magnético presenta una reluctancia al paso del flujo definida por el parámetro

$\mathcal{R}_{ld} X$ que en valor absoluto será mayor que la reluctancia de la chapa magnética $\mathcal{R}_{ln} X$ debido a la menor permeabilidad del dieléctrico.

Aplicando nuevamente el Principio de Dualidad se obtiene el nuevo circuito eléctrico equivalente de la Figura 33 donde se han recuadrado con línea discontinua las nuevas inductancias $L_d X$ de la interfase núcleo-dieléctrico equivalentes a las reluctancias $\mathcal{R}_{ld} X$.

En paralelo con las inductancias $L_d X$, se introducen las resistencias $R_d X$ que representan las pérdidas del nuevo camino magnético aunque también es equivalente su colocación en serie, generando finalmente una impedancia $Z_d X$.

El circuito completo conforma el Modelo del Núcleo a Alta Frecuencia, denominado a partir de ahora M.N.A.F. ya que permite reproducir el comportamiento del campo magnético difundido por núcleo-dieléctrico que se produce en la respuesta a alta frecuencia.

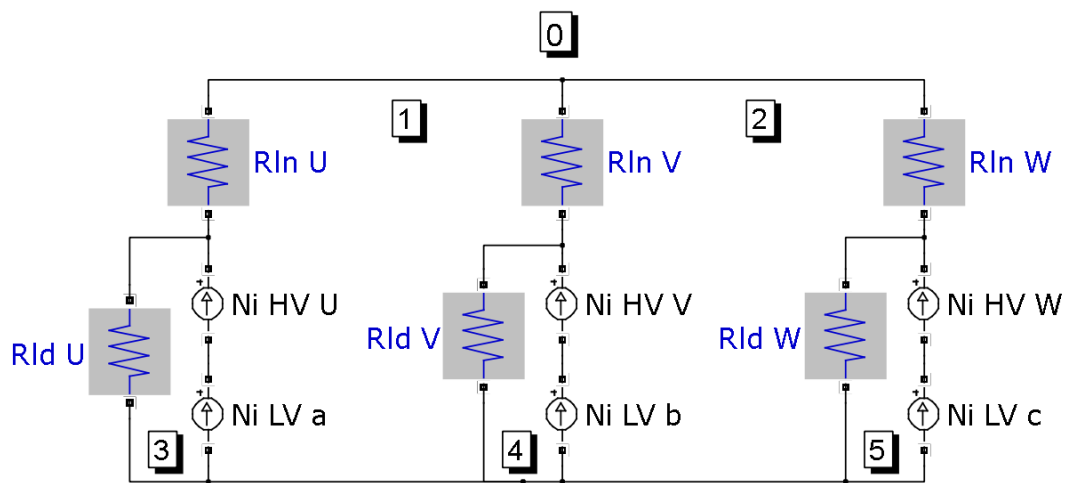


Figura 32. Circuito magnético M.N.B.F con camino magnético núcleo-dieléctrico.

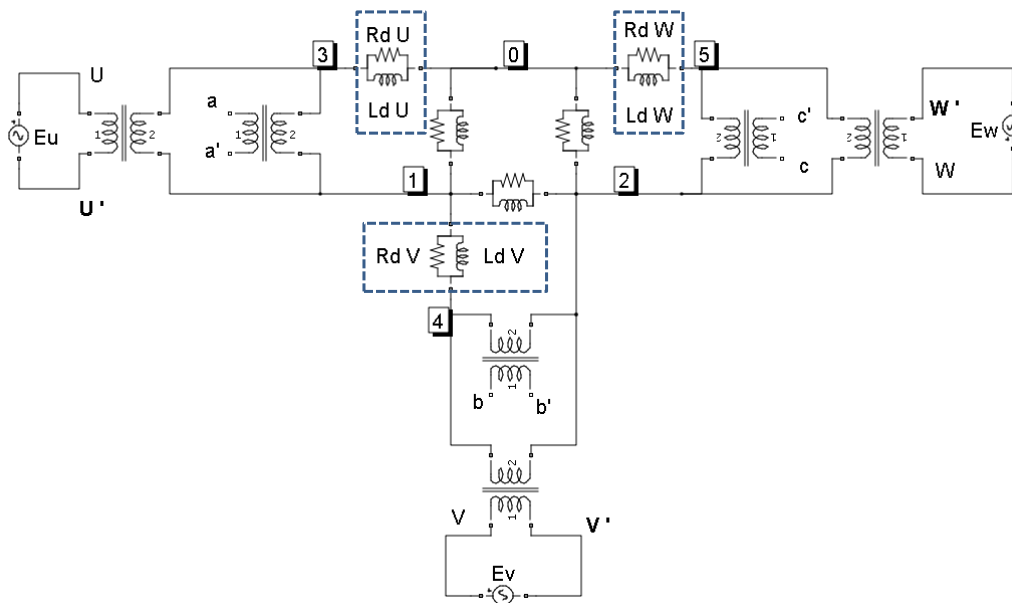


Figura 33. Circuito eléctrico equivalente al circuito magnético de la Figura 32

4.2.5 Modelo para Rango de Alta Frecuencia II. Síntesis del Campo Electromagnético en el Dieléctrico del Arrollamiento.

El campo magnético que discurre exclusivamente en el volumen de dieléctrico que rodea un arrollamiento se representa por el circuito magnético de la Figura 34.

La forma más sencilla de establecer el circuito que simula la difusión del campo electromagnético entre las espiras o grupos de espiras del arrollamiento que se produce en el rango de alta frecuencia y se analizó en el apartado 4.1.6 consiste en considerar el arrollamiento como la unión serie de varias espiras independientes.

De este modo, las fuentes $N_i e_j$ de la Figura 34 representan cada una de las fuerzas magnetomotrices que se crean cuando la corriente de excitación I_{in} de la medida recorre un grupo de N_j espiras del arrollamiento, donde, siendo N el número total de espiras se debe cumplir:

$$1 \leq N_j \leq N$$

$$\sum_{j=1}^n N_j = N$$

Tal y como se representa en el campo de la Figura 26, cada una de estas fuerzas generan unas líneas de flujo magnético que se difunde por dos zonas:

1. El camino magnético que se cierra exclusivamente por el grupo de N_j espiras y está definido por la reluctancia $\mathcal{R}_{le j}$. Por tanto dará lugar a una inductancia propia ya que es un flujo que no concatena otras espiras, eludiendo el acoplamiento magnético.
2. El camino magnético que se cierra por el dieléctrico concatenando las N espiras totales del arrollamiento, definido por la reluctancia $\mathcal{R}_{la j}$. Da lugar a la única inductancia mutua entre grupos de espiras.

Aplicando el Principio de Dualidad como en el caso del M.N.B.F y M.N.A.F, se obtiene el circuito eléctrico de la Figura 35 donde:

- Las fuerzas magneto-motrices se sustituyen por las fuerzas electromotrices equivalentes, E_{ej} , conectadas con transformadores ideales cuya relación es $N_j:N$ donde N_j es el número de espiras del grupo generador de la F.M.M y N el número total de espiras
- Las reluctancias de cada grupo j de N_j espiras se sustituyen por las inductancias propias $L_{ej} X$ y sus pérdidas asociadas $R_{ej} X$
- La reluctancia de las N espiras totales es sustituida por la inductancia mutua $L_a X$ y sus pérdidas asociadas, $R_a X$.

Si cada una de las impedancias $L_{ej} X \parallel R_{ej} X$ se desplaza al primario del transformador ideal al que está conectado en serie, es inmediato deducir que todos los transformadores de aislamiento están conectados en paralelo por el secundario a la impedancia $L_a X \parallel R_a X$.

Por otro lado, en el arrollamiento real, cada uno de los grupos j de N_j espiras está conectado en serie con el grupo inmediatamente inferior, de forma que el terminal de salida del grupo $j-1$ es físicamente el mismo que el terminal de entrada del grupo j . Siguiendo este razonamiento, el terminal de

entrada y salida del arrollamiento total corresponden respectivamente al terminal de entrada del grupo 1 y el de salida del grupo n.

Por último, el campo eléctrico ya no se distribuye uniformemente a lo largo del arrollamiento como en el caso analizado en el 4.1.3.1 (véase Figura 26) sino que existen tantas distribuciones de campo como n grupos de espiras. Se representa por tanto mediante parámetros capacitivos C_{ej} X conectados entre los terminales del primario de cada uno de los transformadores ideales.

Con las modificaciones enumeradas, el circuito eléctrico toma la forma final de la Figura 36, dando lugar al modelo del arrollamiento para alta frecuencia II_{M.A.A.F.}

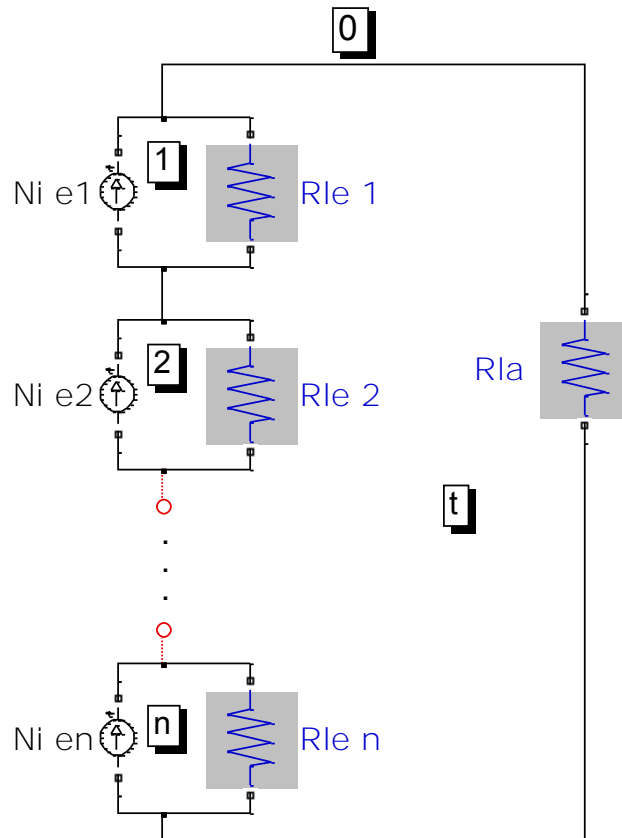


Figura 34. Circuito magnético equivalente

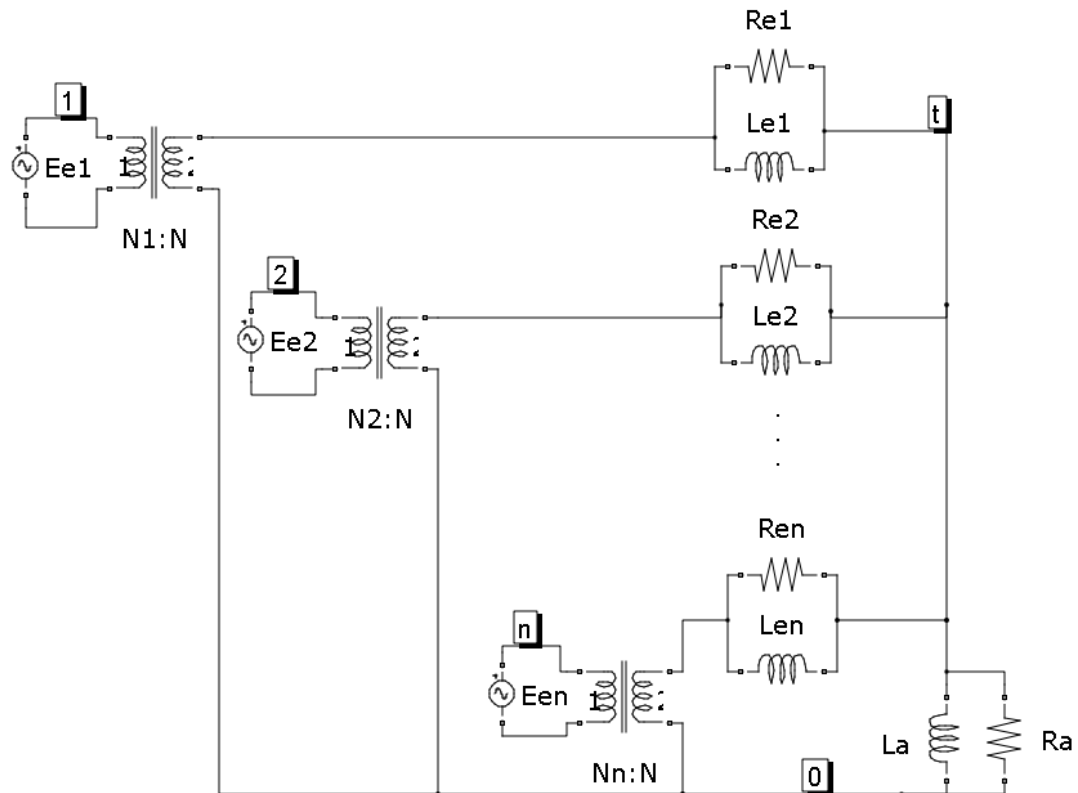


Figura 35. Circuito eléctrico equivalente al circuito de la Figura 34.

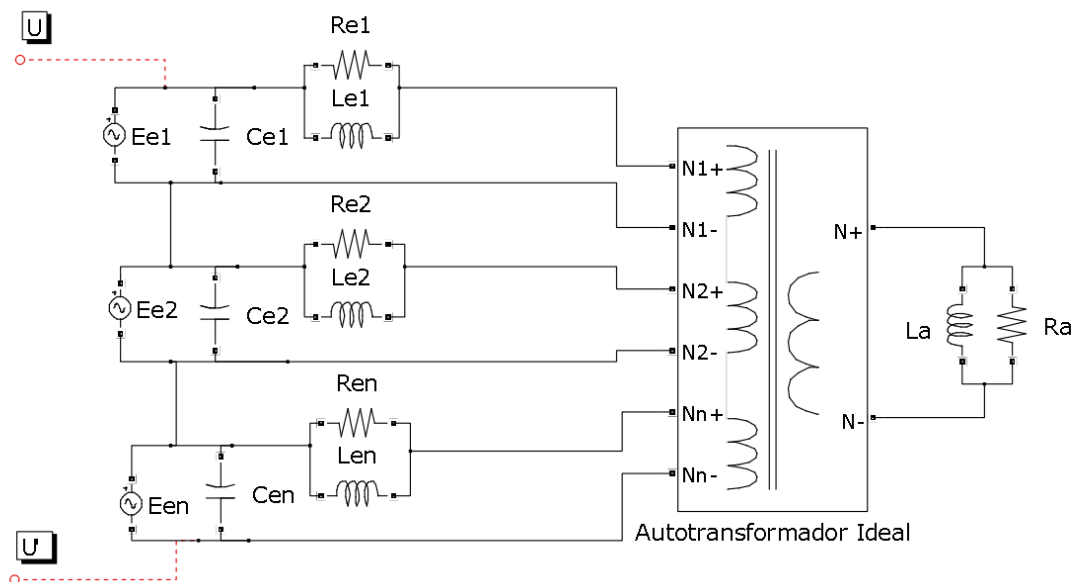


Figura 36. Circuito del M.A.F.

En la Figura 37 se representa de nuevo el M.A.A.F con los puertos de conexión necesarios para ser conectado al resto de modelos, en este caso denominados U_1 , U_1' y U_2 , U_2' .

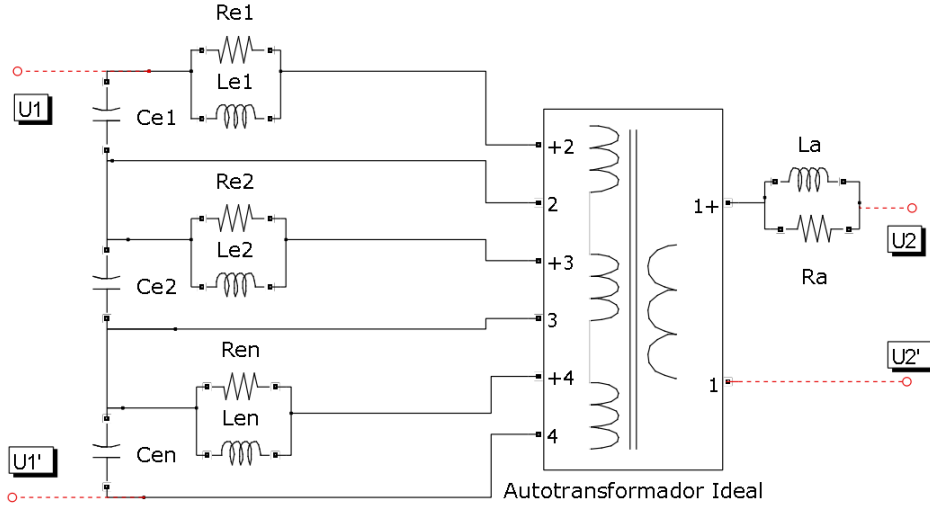


Figura 37. Circuito del M.A.A.F para su conexión al modelo completo.

Mediante el análisis del circuito del M.A.A.F es inmediato demostrar que si las impedancias $Le_j X \parallel Re_j X$ y $La X \parallel Ra X$ del arrollamiento presentan un módulo suficientemente bajo comparado con el resto de parámetros del modelo (fenómeno que sucede a baja frecuencia), se pueden sustituir por cortocircuitos. En este caso las capacidades $Ce_j X$ quedan conectadas en serie, dando lugar a una capacidad total igual a $CHV X$ para el arrollamiento de alta o $CLV X$ para el de baja.

De esta conclusión se deduce que no es necesario el uso explícito del M.A.M.F ya que el modelo M.A.A.F adquiere la forma de este en baja frecuencia si los valores de las capacidades $Ce_j X$ cumplen la siguiente igualdad (particularizada para el arrollamiento de Alta de la fase X):

$$Z_{CHV X} = \sum_{j=1}^n Z_{Ce_j}$$

donde $Z_{CHV X}$ corresponde a la Impedancia asociada a la capacidad $CHV X$

Z_{Ce_j} corresponde a la Impedancia asociada a la capacidad $Ce_j X$.

La topología del M.A.A.F también permite no renunciar al uso del M.A.M.F. Se puede demostrar que su respuesta en alta frecuencia es equivalente a la del Modelo de Pleite del que parte la investigación, mostrado en la Figura 3. Haciendo uso de esta equivalencia, se puede proponer una topología para el Modelo del Arrollamiento en Alta Frecuencia alternativa, en la forma de la Figura 38 donde los valores de $Le_j X$, $Re_j X$ y $Ce_j X$ no tienen por qué coincidir con los del circuito alternativo de la Figura 37.

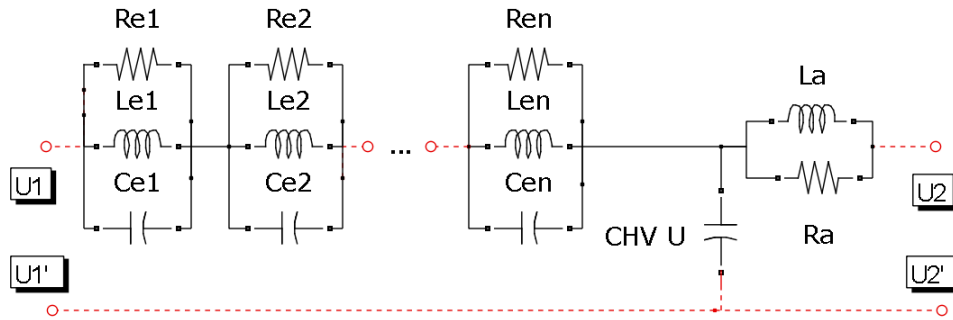


Figura 38. Topología alternativa para el M.A.A.F con la inclusión del M.A.M.F

4.2.6 Modelo para Rango de Muy Alta Frecuencia.

El diseño del modelo del comportamiento de la respuesta en muy alta frecuencia, denominado M.V.H.F. excede el alcance del trabajo realizado, sin embargo las investigaciones permiten establecer unas pautas para futuros desarrollos.

A muy alta frecuencia la distribución de campo electromagnético ya no se puede establecer en caminos definidos entre grupos de espiras como se ha simplificado en el M.A.A.F sino que se debe tratar como una malla continua de infinitos puntos a lo largo de todo el espacio donde el campo eléctrico y magnético están acoplados. Es necesario por tanto un circuito de parámetros distribuidos.

Por otro lado, los efectos de Propagación de Ondas analizados en el apartado 4.1.7 indican a la Teoría de Líneas de Transmisión como la técnica óptima a utilizar para la obtención de un circuito que constituya la estructura del modelo.

Junto con la influencia del transformador, la reflexión y refracción de la onda a lo largo del cable coaxial modifica la respuesta en frecuencia haciendo que la fase de la impedancia medida pueda tomar valores mayores a 90° o menores a -90° , valor imposible en una impedancia pasiva.

El problema general de la reflexión de onda se soluciona, tal y como demuestra la Teoría de Propagación de Ondas, [153] mediante la adaptación de la impedancia característica del cable coaxial, usualmente de 50 Ohmios. Sin embargo, como se constata en el esquema de medida completo de la Figura 27, la carga en este caso corresponde con el transformador medido, el cual presenta una impedancia muy distinta a los 50 ohmios precisos para la adaptación. En consecuencia se hace necesario un estudio pormenorizado para el cálculo de la impedancia de adaptación.

La Figura 39 muestra el resultado de la experimentación realizada al respecto sobre un transformador ABB YNyd11 30/30/10 MVA 130/15.75/10 KV Año de Fabricación 1990. Se muestra como la medida sobre el mismo arrollamiento tan solo difiere significativamente en alta frecuencia por efecto del uso de distintos cables de medida.

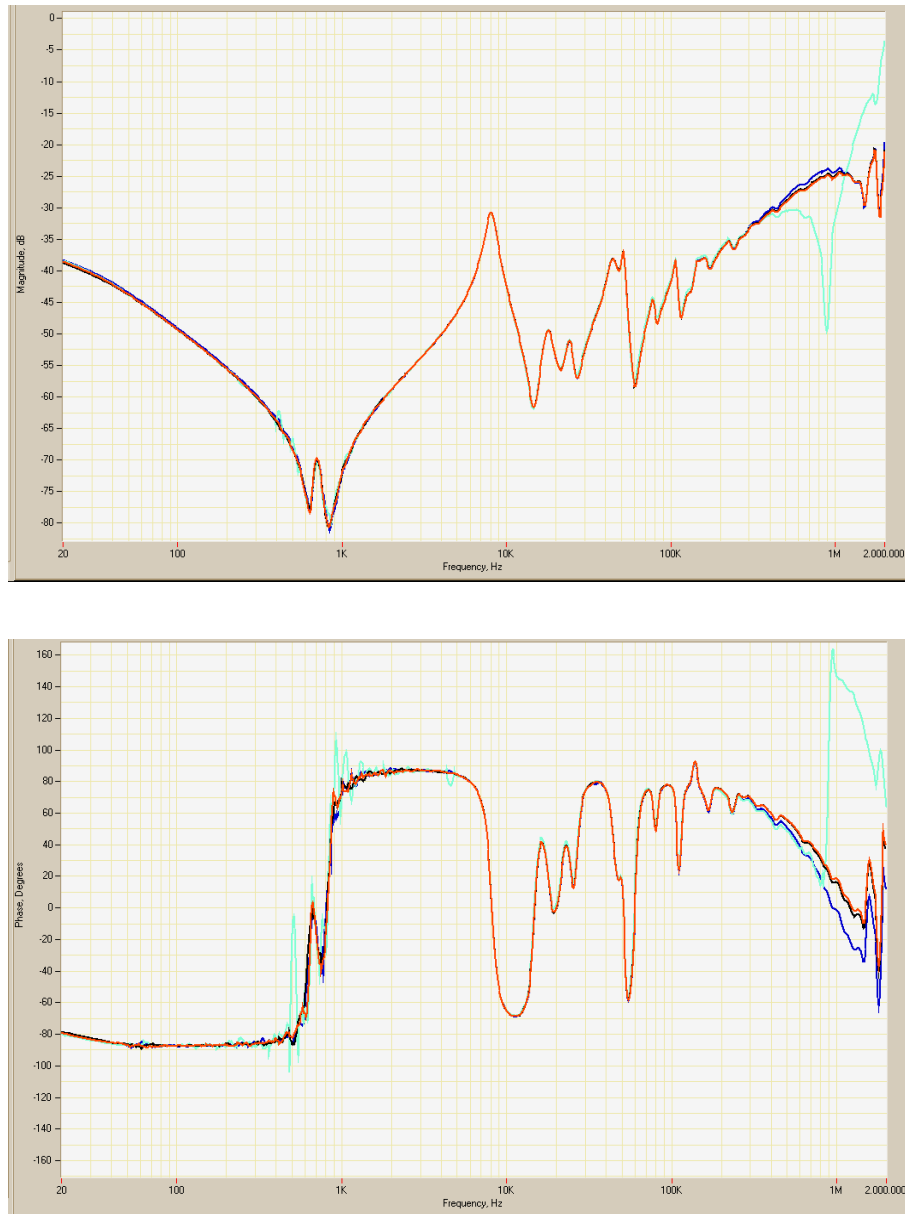


Figura 39. Comparativa de 4 medidas con equipo DOBLE M5200 y 4 cables distintos (marca DOBLE –azul-, FRAMIT –verde-, FRAX –negro- y OMICRON –rojo-) sobre el mismo transformador ABB YNyd11 30/30/10 MVA 130/15.75/10 KV. Año de Fabricación 1990. Medida realizada en el marco del proyecto de investigación realizado por el autor con Unión Fenosa Distribución, S. A.

4.2.7 Circuito completo.

El circuito completo, que constituye la estructura del modelo, se obtiene sin más que conectar los cuatro modelos M.N.B.F, M.A.M.F, M.N.A.F y M.A.A.F desarrollados en los apartados 4.2.1, 4.2.2, 4.2.4 y 4.2.5 respectivamente y añadiendo directamente las Capacidades Interwinding C_i X obtenidas en el apartado 4.2.3 en la forma que se esquematiza en la Figura 40.

En la Figura 41 se muestra un ejemplo del modelo donde se ha incluido el esquema de conexiones para el grupo Yd constituido por las uniones *Neutro*, *ac'*, *ba'* y *cb'*.

Los puertos numerados 1, 2, 3 y 4 representan las bornas físicas del transformador del lado de alta U, V, W y Neutro respectivamente. Los puertos 5, 6 y 7 representan las bornas del lado de baja tensión a, b y c respectivamente.

4.2.7.1 Extensión y Simplificaciones del Circuito.

Por facilitar la representación en el circuito de la Figura 41 se han establecido diversas simplificaciones que no restan generalidad al modelo:

1. Únicamente se ha representado el M.A.A.F desarrollado para la fase U (alta y baja tensión) mientras que para las fases V y W se ha sustituido por un cuadripolo de conexiones.
2. No se ha incluido la representación del M.V.H.F.
3. Se han supuesto arrollamientos constructivamente idénticos con el mismo número de vueltas N_p para el primario y N_s para el secundario, situación habitual en un transformador en estado sano. El modelo es capaz de representar desigualdades en el arrollamiento mediante el cambio en los valores de los parámetros.
4. No se ha representado explícitamente el M.A.M.F constituido por los parámetros $C_{HV\ X}$ y $C_{LV\ X}$ ya que se encuentran implícitos en el M.A.A.F. En el esquema de la Figura 40 si se ha utilizado la representación alternativa del arrollamiento con la inclusión del M.A.M.F.
5. Se ha elegido el grupo Y_d para la representación, pero es posible configurar cualquier grupo de conexión sin más que conectar externamente los terminales de principio y final de cada uno de los arrollamientos convenientemente entre sí para cada caso.
6. Se han representado únicamente dos arrollamientos por fase pero la inserción de cualquier número de arrollamientos es inmediata conectando un M.A.A.F por cada bobina a través de un transformador ideal en el M.N.B.F + M.N.A.F.
7. La inclusión del sistema del Cambiador de Tomas en cualquiera de los arrollamientos es inmediata sin más que considerar cada uno de los tramos del dispositivo con un arrollamiento independiente y conectarlos en serie para configurar el arrollamiento completo.
8. El modelo de un Autotransformador se obtiene conectando externamente el terminal final del arrollamiento de Alta con el principio del terminal del arrollamiento de Baja de la misma fase.

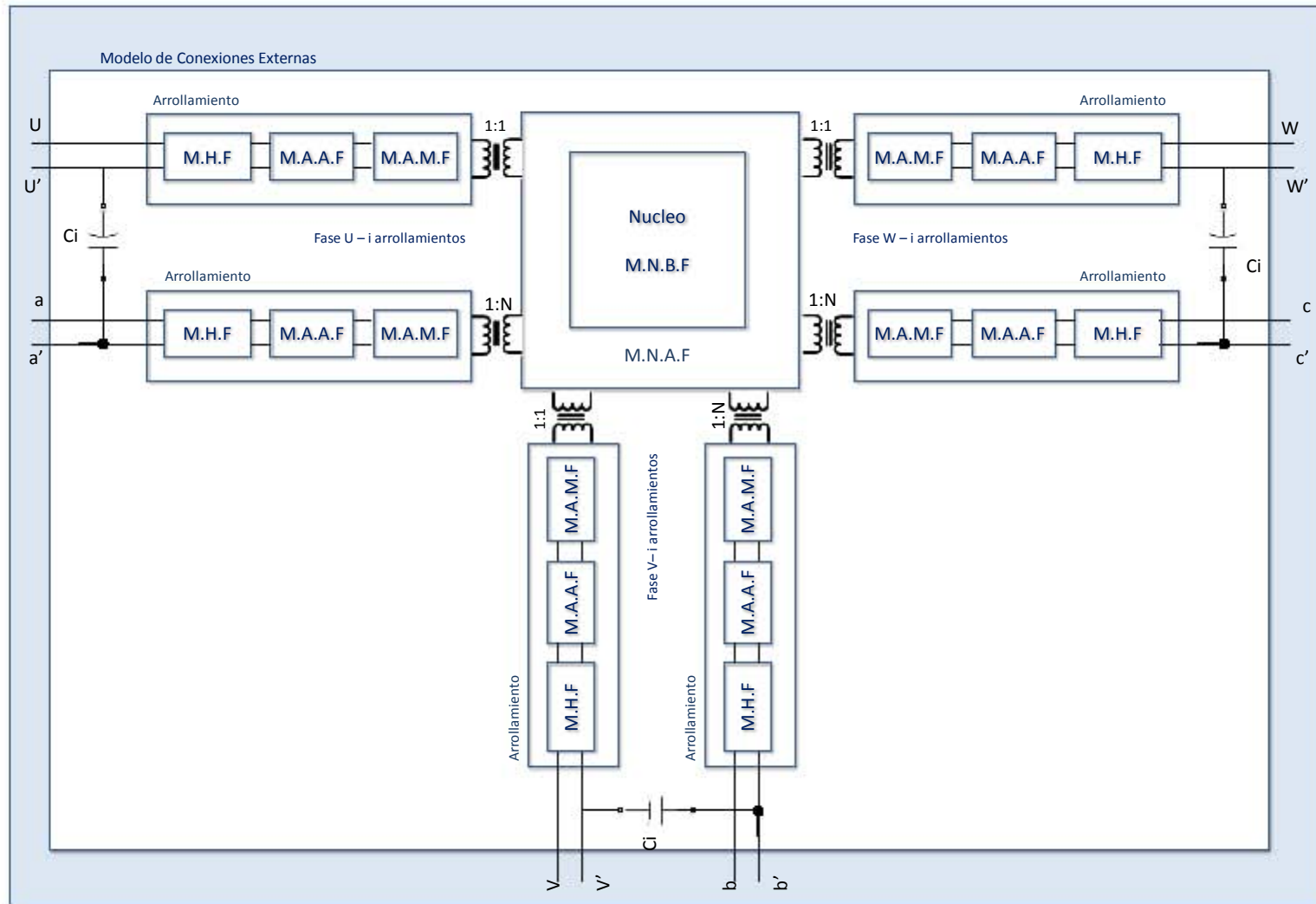


Figura 40. Esquema Modelo Completo.

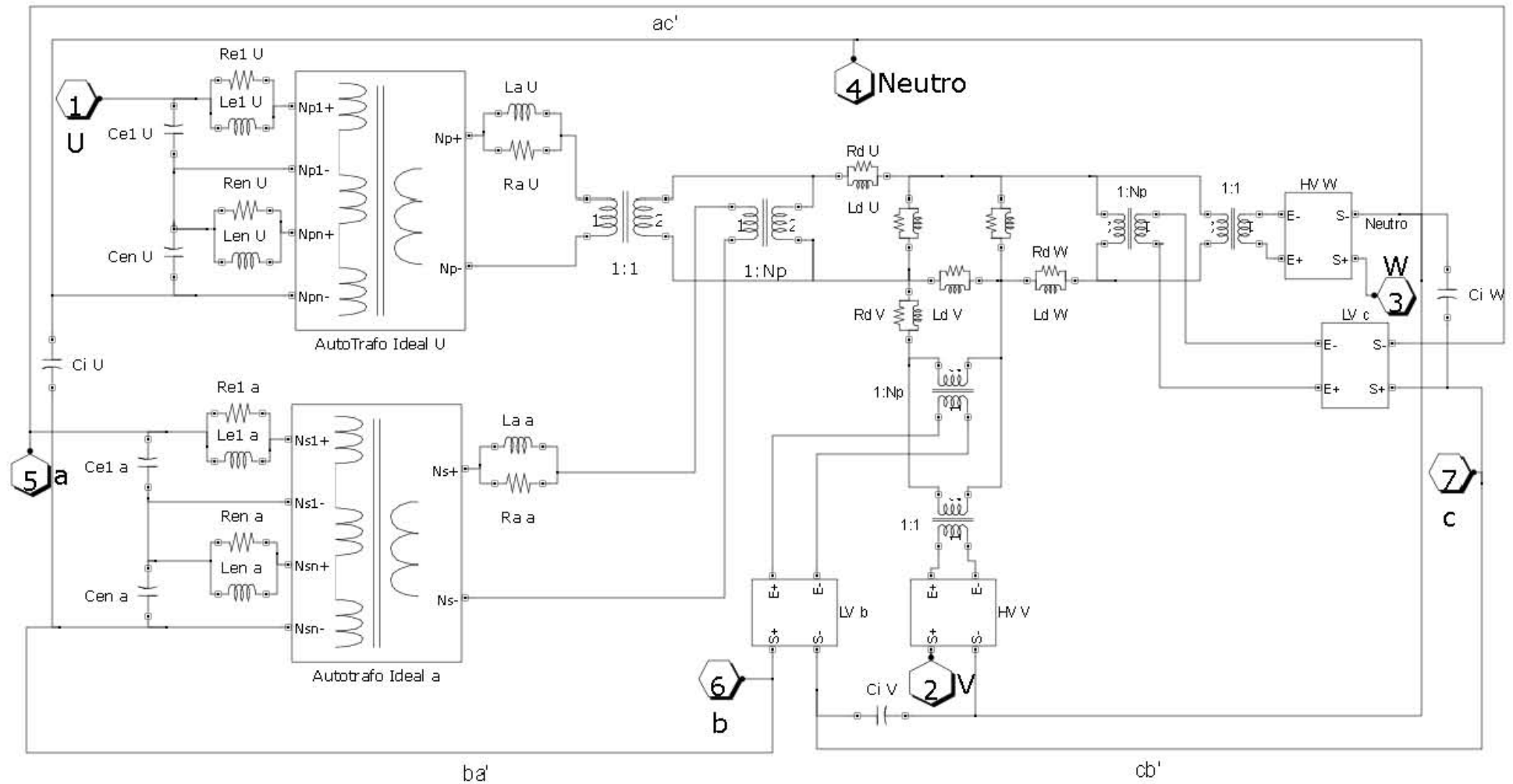


Figura 41. Circuito para el Modelo Completo. Conexión Yd.

	Apartado 1 (Análisis de Campos y Fenómenos asociados en la medida FRA)					Apartado 2 (Desarrollo de la Topología)			
Fenómeno Electromagn.	Setup de Medida de Identificación	Causa del Fenómeno	Tipo de campo Estructura de Difusión Condiciones de Contorno	Rango Frec.	Efectos provocados	Parámetro representativo	Metodología para la obtención de la topología	SubModelo	
Campo Magnético en el núcleo	EtE Open	lin en el arrollmt bajo medida	Campo B por el Núcleo ferromagnético abarcando las tres fases	Baja	Almacenamiento de energía magnética	PC. Ln X con μ dependiente de la frecuencia.	Ppio almacenamiento de energía.	M.N.B.F	
					Perdidas en núcleo	PC. Rn X en paralelo con Ln X			
					Acoplamiento entre fases	Ln X de las 3 fases conectadas en Δ y Trafo Ideal	Ppio de Dualidad		
					Acoplamiento entre arrollmts de la misma fase	Transformador Ideal			
	EtE SC en arrollamts de fase(s) \neq a la medida	Corto físico en arrollmt	Campo B por el Núcleo ferromagnético abarcando las fases no cortocircuitadas		Ídem EtE Open				M.N.A.F
					Almacenamiento de energía magnética	PC. Ld X.	Ppio almacenamiento de energía.		
					Perdidas en núcleo-dieléctrico	PC. Rd X			
					Acoplamiento entre arrollmts de la misma fase	Transformador Ideal con el mismo secundario			

	Setup de Medida de Identificación	Causa del Fenómeno	Tipo de campo Estructura de Difusión Condiciones de Contorno	Rango Frec.	Efectos provocados	Parámetro representativo	Metodología para la obtención de la topología	SubModelo
Campo Magnético en el núcleo (cont.)	Trnf en arrollmts no concéntricos	lin en el arrollmt bajo medida	Campo B por el Núcleo ferromagnético abarcando las tres fases	Baja	Idem EtE Open con carga de 50Ω			M.N.B.F
	Trnf en arrollmts concéntricos de HV y LV		Campo B en la interfase núcleo – dieléctrico abrazando los dos arrollamientos	Baja y Alta	Almacenamiento de energía magnética	PC. Ld X.	Ppio almacenamiento de energía.	M.N.B.F y M.N.A.F
					Perdidas en núcleo-dieléctrico	PC. Rd X		
					acoplamiento magnético entre arrollmts concéntricos	2 Transformadores ideales con el secundario común		
Campo Eléctrico entre dos superficies	IW	Vin entre 2 arrollmts	Campo E en el volumen entre 2 arrollmts	Todo	Almacenamiento de energía eléctrica en dieléctrico (aire, aceite y cartón)	PC. Ci X	Ppio almacenamiento de energía	Ci X
					perdidas	PC. Ri X en paralelo con Ci X		Ri X
	EtE Open, EtE SC y Trnf.	Vin en arrollmt de medida	Campo E a lo largo del arrollmt	Medias	Almacenamiento de energía eléctrica	PC. CHV X, CLV X		M.A.M.F
				Alta	Cortocircuito virtual del arrollmt			M.A.M.F en corto

	Setup de Medida de Identificación	Causa del Fenómeno	Tipo de campo Estructura de Difusión Condiciones de Contorno	Rango Frec.	Efectos provocados	Parámetro representativo	Metodología para la obtención de la topología	SubModelo
Campo Magnético por interfase núcleo-dieléctrico	EtE Open	lin en el arrollmt bajo medida	Campo B en la interfase núcleo – dieléctrico de los arrollmts de todas las fases	Alta I	Almacenamiento de energía magnética	PC. Ld X.	Ppio almacenamiento de energía.	M.N.A.F
					Perdidas en núcleo-dieléctrico	PC. Rd X		
					Acoplamiento entre arrollmts de la misma fase	Transformador Ideal con el mismo secundario		
					Compensación de flujo por núcleo con flujo por núcleo-dieléctrico			Zd X en paralelo con Zn X
	EtE SC			Baja	Idem al efecto de EtE Open			
Campo magnético solo por dieléctrico	EtE SC, medida en LV y corto en HV.	lin en LV y corto físico en HV.	Campo B en dieléctrico alrededor de arrollmt completo de LV	Baja	Almacenamiento de energía magnética solo por el dieléctrico y cobre de los arrollmts	PC. La X de arrollamiento de LV	Ppio almacenamiento energía	M.A.A.F de LV
					Perdidas en dieléctrico y cobre.	PC. Ra X de arrollamiento de LV		
	EtE Open, medida en LV	lin en LV y corto virtual en HV.		Alta II	Idem a “EtE SC, medida en LV y corto en HV”			

	Setup de Medida de Identificación	Causa del Fenómeno	Tipo de campo Estructura de Difusión Condiciones de Contorno	Rango Frec.	Efectos provocados	Parámetro representativo	Metodología para la obtención de la topología	SubModelo
Campo magnético solo por dieléctrico (cont.)	EtE SC, medida en HV y corto en LV	lin en HV y corto físico en LV.	Campo B en dieléctrico alrededor de arrollmt completo de HV y LV	Baja	Idem a “EtE SC, medida en LV y corto en HV” pero aplicado a arrollamiento de HV			M.A.A.F de HV
					Reflejo de M.A.A.F de LV en la medida de HV por acoplamiento magnético.			M.A.A.F de HV en serie con M.A.A.F de LV.
	EtE Open, EtE SC y Trnf.	lin en el arrollmt bajo medida y disminución de la permeabilidad del núcleo.	Campo B en dieléctrico alrededor de arrollmt completo medido	Alta II y Muy Alta	Idem a los 3 ítems anteriores			M.A.A.F de arrollmt medido
Acoplamient. Electromagn.	EtE Open, EtE SC y Trnf.	lin y cortos virtuales parciales en el arrollmt bajo medida	Campo B en grupos de espiras a lo largo del arrollmt medido.	Alta II y Muy Alta	Almacenamiento de energía magnética en cada grupo de espiras	PC. Lej X	Ppio almacenamiento energía	M.A.A.F
					Perdidas en dieléctrico y cobre	PC. Rej X		
			Acoplamiento entre grupos de espiras del mismo arrollmt.		Autotransformador ideal	Ppio dualidad		
			Almacenamiento de energía magnética en cada grupo de espiras		PC. Cej X	Ppio almacenamiento energía		
			Cortos virtuales en grupos de espiras				Opacidad de celdas en M.A.A.F	

	Setup de Medida de Identificación	Causa del Fenómeno	Tipo de campo Estructura de Difusión Condiciones de Contorno	Rango Frec.	Efectos provocados	Parámetro representativo	Metodología para la obtención de la topología	SubModelo
Onda Viajera	Todas las medidas		Arrollmt y cables de medida	Muy alta	Reflexión y refracción de ondas	PD. R,L, C en Línea de Transmisión	Teoría de Líneas de transmisión	M.V.H.F
Abreviaturas: PC. Parámetros concentrados. PD: Parámetros distribuidos. arrollmt(s): arrollamientos(s).								

Tabla 3. Resumen de la aplicación del procedimiento de Desarrollo de la Estructura a modelo de transformador trifásico de dos arrollamientos.

Capítulo 5. Procedimiento para el Cálculo de Parámetros

El segundo paso en el desarrollo del Procedimiento de Modelado consiste en diseñar el mecanismo para el Cálculo del valor de los Parámetros, cuyo resultado es el procedimiento basado en los cuatro pasos esquematizados en la Figura 42, particularizados en este caso al circuito del modelo de transformador trifásico de dos arrollamientos obtenido en el Capítulo 4.

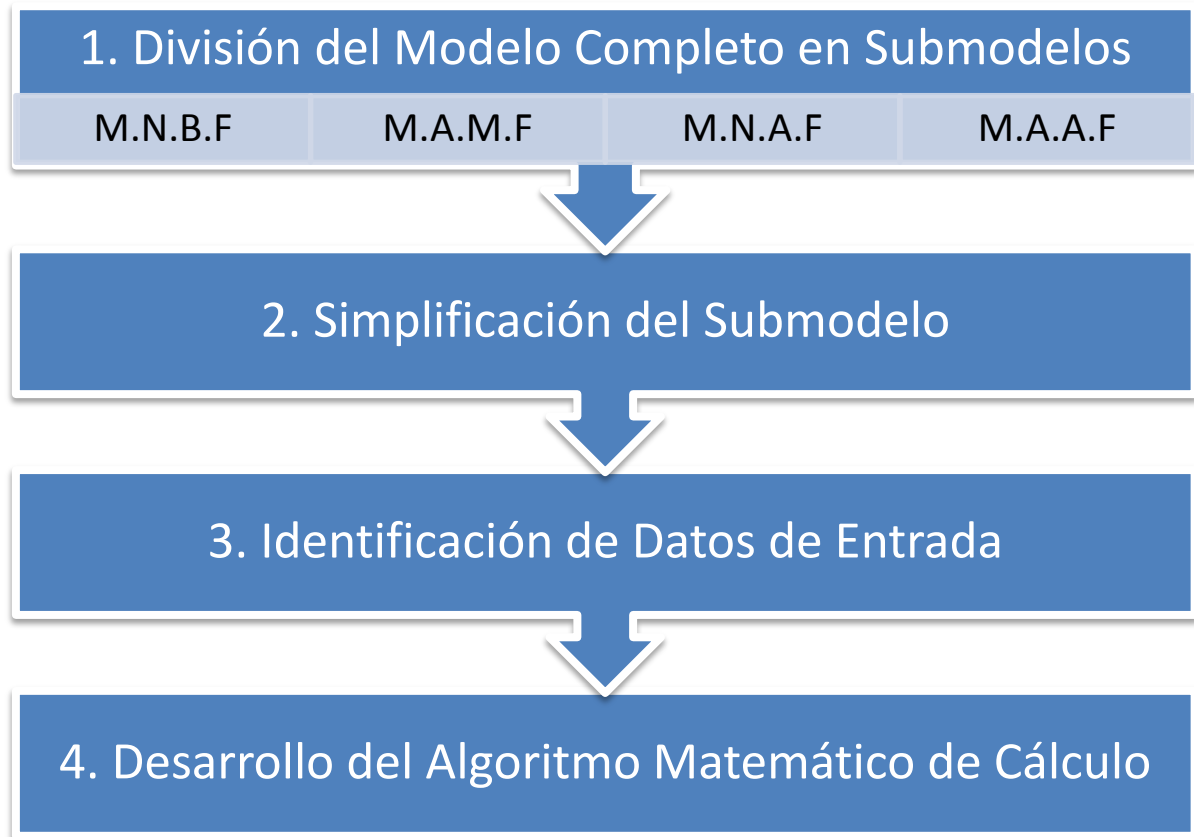


Figura 42. Procedimiento de Cálculo de Parámetros del Modelo Completo de Transformador Trifásico de 2 arrollamientos.

El primer paso permite tratar el modelo completo de forma simplificada reduciendo el número de parámetros a calcular en cada caso. Cada uno de los submodelos representa un fenómeno electromagnético independiente por lo que su clasificación ya se ha realizado implícitamente en el diseño de la topología del Capítulo 4, dando lugar al M.N.B.F, M.A.M.F, M.N.A.F y M.A.A.F.

El segundo paso es aplicado para reducir a su vez cada uno de los submodelos en sus parámetros predominantes y por tanto reducir de nuevo el número de valores a calcular.

La simplificación del modelo completo en submodelos o de los submodelos en sus parámetros predominantes se basa en el Concepto de Predominancia Eléctrica y Concepto de Opacidad Eléctrica.

Estos conceptos, expuestos en [20] para el desarrollo del Modelo de Pleite y en [157] para el desarrollo de un modelo de arrollamiento, permiten localizar los parámetros o sistemas más importantes dentro de un sistema mayor con el objetivo de reducir este a equivalentes más sencillos.

A modo de ejemplo, en una impedancia $\frac{1}{j\omega C}$ conectada en serie a otra $j\omega L$, se dice que la impedancia total presenta predominancia capacitiva a baja frecuencia y opacidad serie al término $j\omega L$ ya que el módulo de $\frac{1}{j\omega C}$ es el de mayor valor en la impedancia total serie a baja frecuencia mientras que el de $j\omega L$ es despreciable. Siguiendo el mismo razonamiento, el aumento de frecuencia trae consigo cambios en el módulo por lo que a alta frecuencia la misma impedancia presentará predominancia inductiva y opacidad serie al término $\frac{1}{j\omega C}$.

Este comportamiento se invierte en el caso de una conexión paralelo de los mismos términos. En este caso la impedancia total presenta una predominancia inductiva y opacidad paralelo al término capacitivo a baja frecuencia (el término $j\omega L$ es menor y por tanto predominante en el paralelo que constituye la impedancia total). A alta frecuencia la impedancia presenta predominancia capacitiva y opacidad paralelo al término inductivo. Una vez simplificado el circuito, el proceso de la Figura 42 indica que el tercer paso consiste en identificar los datos a ajustar por el circuito resultante de la simplificación.

El cuarto y último punto del proceso, que consiste en el diseño del algoritmo de cálculo de los parámetros, se basa de forma general en la búsqueda de los valores que hacen que la impedancia del modelo sea lo más parecida a la impedancia medida en el ensayo FRA.

Matemáticamente esta sentencia se materializa en la búsqueda del mínimo de una función error definida de forma genérica por la Ecuación 14 donde n_t es el número total de frecuencias utilizadas como datos de entrada en el algoritmo y Z_{real_i} y Z_{modelo_i} corresponden con la impedancia medida y simulada por el modelo respectivamente en un punto i de frecuencia de los n_t posibles.

Hay casos (véase apartado 5.1.3) en los que las impedancias de la Ecuación 14 se pueden sustituir por su forma de admitancia para que el tratamiento matemático sea más sencillo.

En la Ecuación 14 Z_{real_i} es un dato de entrada mientras que Z_{modelo_i} es una expresión matemática que depende de los parámetros eléctricos R , L , y/o C buscados. El valor concreto del parámetro se deriva de la igualdad de la Ecuación 15, que busca el parámetro en cuestión R , L y/o C que minimiza el error. Mediante este procedimiento se ha demostrado en el trabajo previo a la investigación, [18] que la solución encontrada es la óptima.

$$Error_{total} = \sum_{i=1}^{i=n_t} E_i = \sum_{i=1}^{i=n_t} \frac{|Z_{real_i} - Z_{modelo_i}|^2}{|Z_{real_i}|^2} \quad \text{Ecuación 14. Definición de la función objetivo en el algoritmo de cálculo.}$$

$$\frac{dE_{total}}{dP} = \sum_{i=1}^{i=n_t} \frac{dE_i}{dP} = 0 \quad \text{Ecuación 15. Búsqueda del mínimo del error en función de un parámetro P.}$$

Los cuatro pasos del proceso se detallan en los apartados 5.1, 5.2, 5.3 y 5.5 y se resumen en la Tabla 4, particularizados a los submodelos del transformador trifásico de dos arrollamientos en su configuración Indep/Indep¹⁵.

¹⁵ Hace referencia a la configuración en la que los arrollamientos no están conectados entre sí. Véase el Glosario para una definición más extensa del término.

5.1 Cálculo de Parámetros del M.N.B.F y M.A.M.F. Rango de Baja y Media Frecuencia.

5.1.1 Simplificaciones

A baja frecuencia los submodelos M.N.A.F y M.A.A.F se comportan como cortocircuitos debido al bajo valor del módulo de sus impedancias.

Esta simplificación implica que el submodelo M.N.B.F conectado al M.A.M.F presenten predominancia en el modelo completo y los submodelos M.N.A.F y M.A.A.F presenten opacidad serie. En términos de campos equivale a representar únicamente el campo magnético por el núcleo acoplado con el campo eléctrico a lo largo de los arrollamientos¹⁶

En la Figura 43 se representa el circuito resultante utilizado para el diseño del algoritmo matemático de cálculo de parámetros de baja y media frecuencia, donde las capacidades del M.A.M.F para el lado de alta se han pasado al secundario del transformador ideal sin pérdida de generalidad por su relación 1:1.

Cada una de las impedancias $Z_n X$ corresponde a la impedancia paralelo constituida por los parámetros de baja $L_n X$, $R_n X$ y media frecuencia CHV_x del modelo completo.

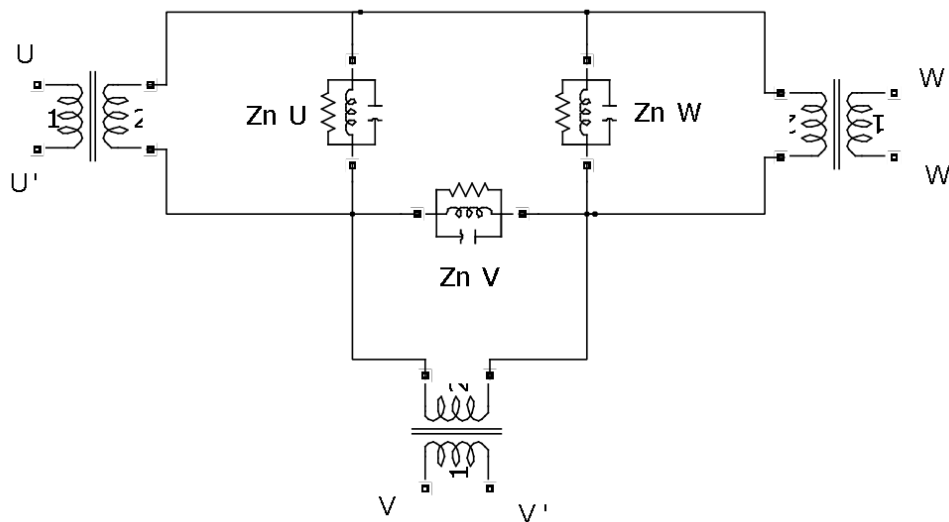


Figura 43. Modelo Completo simplificado para el cálculo de parámetros de baja y media frecuencia.

¹⁶ Los dos fenómenos de campo se encuentran detallados en 4.1.2 y 4.1.3.1 respectivamente.

La variación en frecuencia permite una segunda simplificación del circuito del modelo resultante. Aplicando los conceptos de Predominancia y Opacidad, se observa que el carácter de cualquiera de las impedancias $Z_n X$ del circuito de la Figura 43 es predominantemente inductivo a baja frecuencia y presenta opacidad paralelo en las impedancias $Z_n X$ a los términos capacitivos (circuito de la Figura 44). Al contrario, el aumento de la frecuencia de barrido hasta frecuencias medias conlleva una predominancia capacitiva y opacidad paralelo en las inductancias de los términos $Z_n X$ (circuito de la Figura 45).

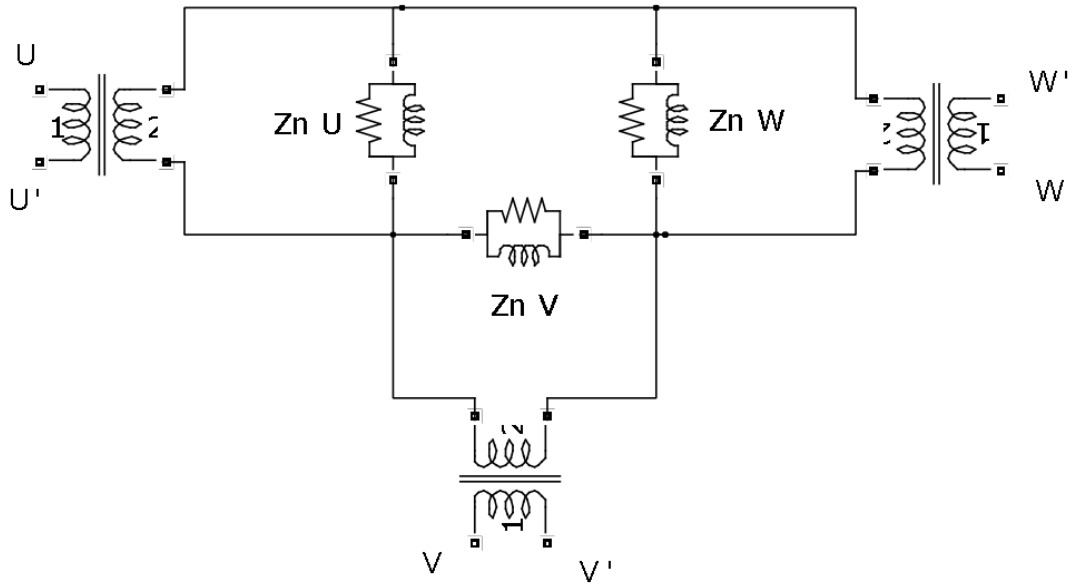


Figura 44. Modelo simplificado con predominancia inductiva.

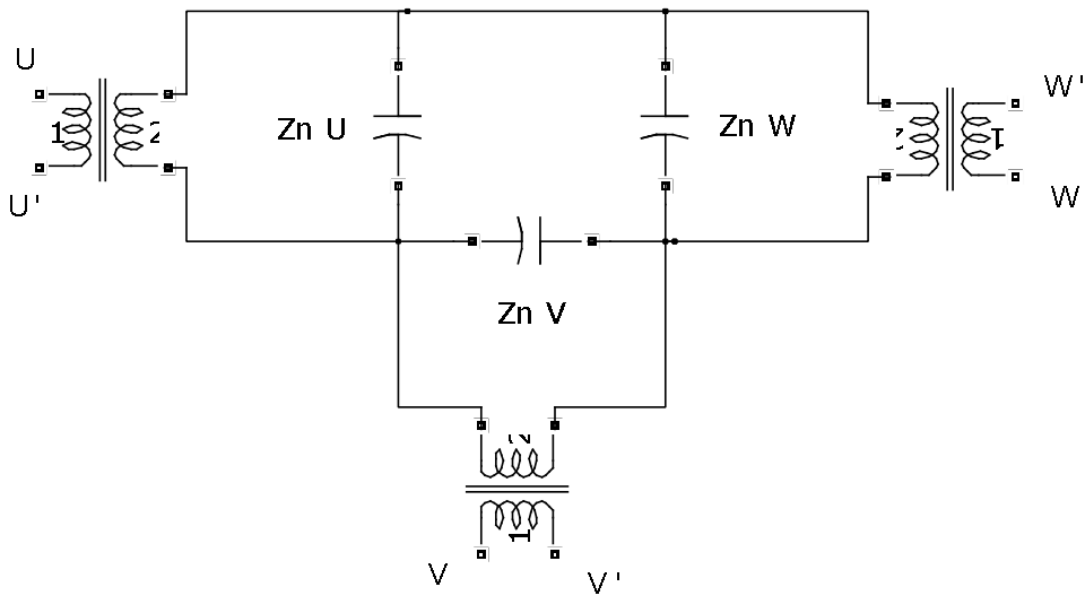


Figura 45. Modelo simplificado con predominancia capacitiva.

5.1.2 Identificación de los Datos de Entrada

Los datos de entrada para el algoritmo matemático se obtienen de las tres medidas reales EtE Open de cada una de las tres fases del lado de alta tensión. En el modelo corresponden con la impedancia medida desde los terminales UU' , VV' y WW' .

De todos los puntos que constituyen estas tres medidas únicamente se utilizan los rangos de baja y media frecuencia como datos de entrada para el algoritmo.

En la práctica este rango se puede delimitar fácilmente relacionando el comportamiento del modelo analizado en el apartado anterior 5.1.1, que indica que a baja frecuencia la impedancia es inductiva (Figura 44) y a frecuencias medias es capacitiva (Figura 45), con la impedancia real medida.

En el ejemplo de la impedancia representada en su forma de módulo y fase de la Figura 46, el rango de baja frecuencia se localiza correspondiendo con la fase de 90 grados inductivos y el de frecuencias medias correspondiendo con la fase de -90 grados capacitivos.

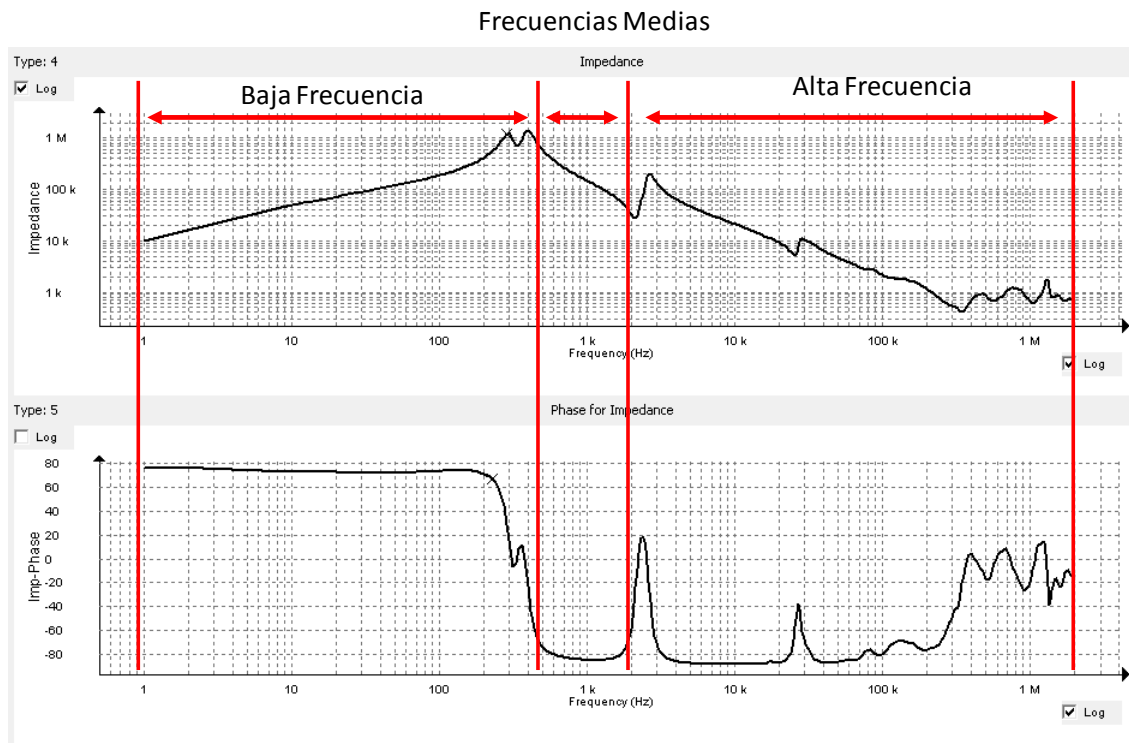


Figura 46. Delimitación de rangos en respuesta EtE open para fase lateral en transformador experimental.

5.1.3 Algoritmo de Cálculo.

El algoritmo de cálculo diseñado para la obtención de los valores de los parámetros de los modelos M.N.B.F y M.A.M.F consta de los siguientes pasos:

1. Preprocesado de los Datos de Entrada: Cálculo de la impedancia $Z_n X$ a partir de la medida real $Z_m X$ desde los terminales XX' .

El análisis del circuito del modelo simplificado permite establecer la Ecuación 16, Ecuación 17 y Ecuación 18 para la fase U, V y W respectivamente, válida para cada una de las frecuencias del rango de baja y media. Se suponen transformadores ideales referenciados al primario y por tanto con relación de transformación 1:1. En cada una de estas ecuaciones se evidencia que la medida desde terminales de cualquier fase está influenciada, debido al acoplamiento magnético, por el efecto de las fases restantes, incluso en condiciones de circuito abierto.

$$Z_m U = Z_n U \parallel (Z_n V + Z_n W) = \frac{Z_n U \cdot (Z_n V + Z_n W)}{Z_n U + Z_n V + Z_n W}$$

Ecuación 16. Impedancia medida en el ensayo FRA desde terminales de fase U, lado de alta en función de las impedancias del modelo simplificado para baja y media frecuencia

$$Z_m V = Z_n V \parallel (Z_n U + Z_n W) = \frac{Z_n V \cdot (Z_n U + Z_n W)}{Z_n U + Z_n V + Z_n W}$$

Ecuación 17. Idem a Ecuación 16 para fase V.

$$Z_m W = Z_n W \parallel (Z_n U + Z_n V) = \frac{Z_n W \cdot (Z_n U + Z_n V)}{Z_n U + Z_n V + Z_n W}$$

Ecuación 18. Idem a Ecuación 16 para fase W.

Las tres ecuaciones establecen un sistema compatible determinado donde las 3 impedancias Z_m X corresponden a los datos de entrada y Z_n X a las tres incógnitas.

Resolviendo el sistema se obtiene la Ecuación 19, Ecuación 20 y Ecuación 21 con las que se obtiene la impedancia independiente de cada fase del transformador en función de las medidas reales, para la fase U, V y W respectivamente.

$$Z_n U = \frac{Z_m U^2 + Z_m V^2 + Z_m W^2 - 2 \cdot (Z_m U \cdot Z_m V + Z_m U \cdot Z_m W + Z_m V \cdot Z_m W)}{2 \cdot (Z_m U - Z_m V - Z_m W)} = \frac{Z_m U}{2} - \frac{Z_m V}{2} - \frac{Z_m W}{2} + \frac{2 \cdot (Z_m V \cdot Z_m W)}{(Z_m V + Z_m W - Z_m U)}$$

Ecuación 19. Impedancia de la fase U en función de las impedancias medidas desde los terminales de las 3 fases, lado de alta.

$$Z_n V = \frac{Z_m U^2 + Z_m V^2 + Z_m W^2 - 2 \cdot (Z_m U \cdot Z_m V + Z_m U \cdot Z_m W + Z_m V \cdot Z_m W)}{2 \cdot (Z_m V - Z_m U - Z_m W)} = \frac{Z_m V}{2} - \frac{Z_m U}{2} - \frac{Z_m W}{2} + \frac{2 \cdot (Z_m U \cdot Z_m W)}{(Z_m U + Z_m W - Z_m V)}$$

Ecuación 20. Idem a Ecuación 19 para fase V.

$$Z_n W = \frac{Z_m U^2 + Z_m V^2 + Z_m W^2 - 2 \cdot (Z_m U \cdot Z_m V + Z_m U \cdot Z_m W + Z_m V \cdot Z_m W)}{2 \cdot (Z_m W - Z_m U - Z_m V)} = \frac{Z_m W}{2} - \frac{Z_m V}{2} - \frac{Z_m U}{2} + \frac{2 \cdot (Z_m V \cdot Z_m U)}{(Z_m U + Z_m W - Z_m V)}$$

Ecuación 21. Idem a Ecuación 19 para fase W

2. Cálculo de los parámetros $L_n X$, $R_n X$ y CHV_X para cada una de las impedancias $Z_n U$, $Z_n V$ y $Z_n W$ aplicando el proceso de optimización definido por la Ecuación 14 y Ecuación 15.

Para aplicar este punto es más sencillo escribir cada una de las impedancias $Z_n X$ en forma de admitancia y en función de sus parámetros, según la Ecuación 22.

$$\frac{1}{Z_n X} = Y_n X = G + j * \left(\omega \cdot C - \frac{B}{\omega} \right)$$

Donde

$$G = \frac{1}{R_n X}; B = \frac{1}{L_n X}; C = C_{HV X}$$

Ecuación 22. Admitancia del M.N.B.F y M.A.M.F en función de sus parámetros para una fase X genérica.

Sustituyendo la Ecuación 22 en la Ecuación 14 en su forma de admitancia, se obtiene la Ecuación 23 donde Y_{est_i} es la admitancia obtenida a partir de los datos de entrada con la Ecuación 19, Ecuación 20 y Ecuación 21 para las fases U, V y W respectivamente.

$$Error_{total} = \sum_{i=1}^{i=n_{bmf}} E_i = \sum_{i=1}^{i=n_{bmf}} \frac{\left| Y_{est_i} - \left(G + j * \left(\omega \cdot C - \frac{B}{\omega} \right) \right) \right|^2}{|Y_{est_i}|^2}$$

Ecuación 23. Definición de la función objetivo del proceso de optimización

Derivando la Ecuación 23 con respecto a los parámetros G , B y C en la forma indicada por la Ecuación 15 se obtiene un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas. Al resolverlo, junto con las igualdades de la Ecuación 22 se obtienen las tres expresiones de la Ecuación 24, Ecuación 25 y Ecuación 26 para calcular directamente el valor de R , C y L respectivamente a partir de los n_{bmf} puntos que constituye el rango de baja y media frecuencia.

El algoritmo completo se ha implementado en MATLAB para su aplicación experimental y el texto del código se encuentra recogido en el apartado VI.1 del anexo A.VI.

$$R = \frac{\sum_{i=1}^{i=n_{bmf}} \left(\frac{1}{|Y_{est_i}|^2} \right)}{\sum_{i=1}^{i=n_{bmf}} \left(\frac{G_{est_i}}{|Y_{est_i}|^2} \right)}$$

Ecuación 24

$$C = \frac{(t_1^2 - t_4 * t_2)}{(t_1 * t_3 - t_5 * t_2)}$$

Ecuación 25

$$L = \frac{(t_1 * t_3 - t_5 * t_2)}{(t_1 * t_5 - t_4 * t_3)}$$

Ecuación 26

Dónde:

$$t_1 = \sum_{i=1}^{i=n_{bmf}} \left(\frac{S_{est_i}}{|Y_{est_i}|^2 * \omega_i} \right)$$

$$t_2 = \sum_{i=1}^{i=n_{bmf}} \left(\frac{1}{|Y_{est_i}|^2 * \omega_i^2} \right)$$

$$t_3 = \sum_{i=1}^{i=n_{bmf}} \left(\frac{1}{|Y_{est_i}|^2} \right)$$

$$t_4 = \sum_{i=1}^{i=n_{bmf}} \left(\frac{S_{est_i} * \omega_i}{|Y_{est_i}|^2} \right)$$

$$t_5 = \sum_{i=1}^{i=n_{bmf}} \left(\frac{\omega_i^2}{|Y_{est_i}|^2} \right)$$

Donde S_{est_i} corresponde con la parte imaginaria de la admitancia estimada con la Ecuación 19, Ecuación 20 o Ecuación 21 para un punto i de frecuencia.

ω_i es la pulsación angular en un punto i de frecuencia.

Y_{est_i} corresponde con la admitancia estimada con la Ecuación 19, Ecuación 20 o Ecuación 21 para un punto i de frecuencia.

5.2 Cálculo de Parámetros del M.N.A.F. Rango de Alta Frecuencia I.

5.2.1 Simplificaciones

En el rango de alta frecuencia I considerado en el trabajo de investigación –a partir de ahora AFI–, las impedancias $Z_n X$ del M.N.B.F presentan opacidad paralelo en el modelo completo por su elevado valor. Por el contrario, las frecuencias del rango no son lo suficientemente elevadas como para que las impedancias constituidas por $L_e X$ y $R_e X$ del M.A.A.F tengan relevancia, por lo que presentan opacidad serie, pudiéndose despreciar su efecto en el modelo completo.

De este modo el circuito para el AFI presenta el carácter definido por el M.A.M.F de los arrollamientos de alta y el M.N.A.F.

En la Figura 47 se muestra el modelo resultante utilizado para el diseño del algoritmo de cálculo donde el M.N.A.F se ha sustituido por una impedancia $L_d X$, $R_d X$ serie en lugar de su equivalente paralelo para facilitar en el tratamiento matemático.

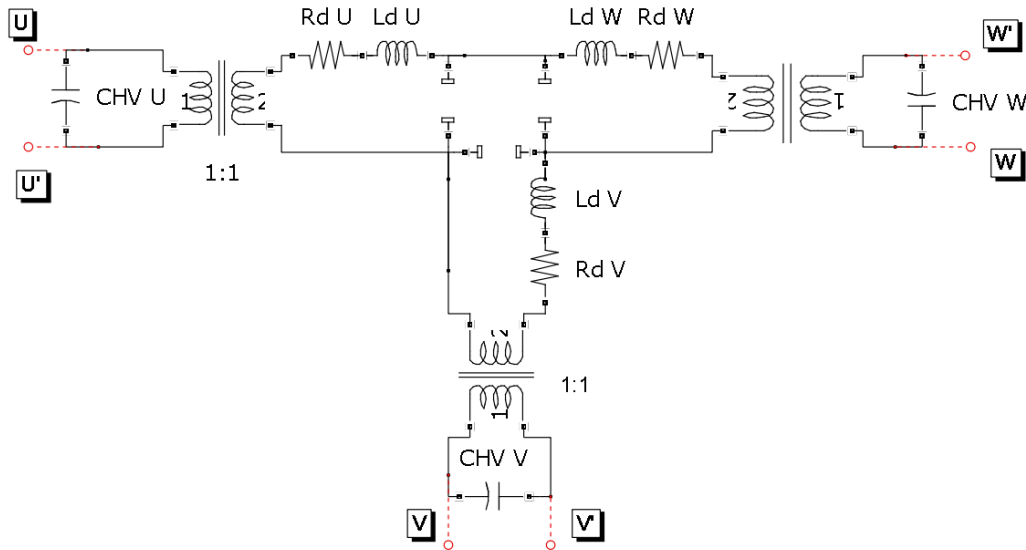


Figura 47. Modelo simplificado al M.N.A.F con M.A.M.F de arrollamientos de alta para el cálculo de parámetros $L_d X$ y $R_d X$.

El circuito resultante para el rango de alta frecuencia I constituido por n_{af}^{17} puntos se puede simplificar nuevamente en función de la frecuencia analizada, presentando tres comportamientos característicos:

¹⁷ Nótese que el ancho de banda de n_{af} puntos es distinto al de n_{bmf} puntos utilizado para el cálculo de los parámetros del M.N.B.F conectado al M.A.M.F del apartado 5.1 .

1. En las frecuencias menores del AFI, las impedancias constituidas por $L_d X$ y $R_d X$ presentan módulos del mismo orden de magnitud que las constituidas por $CHV X$ por lo que el circuito no presenta una predominancia definida ya que cohabitan efectos inductivos y capacitivos acoplados para las tres fases (Figura 47).
2. Con el aumento de frecuencia en el AFI se llega a una frecuencia de resonancia paralelo – denominada f_{rp} – en la cual se igualan y anulan entre sí las impedancias constituidas por la inductancia $L_d X$ y $CHV X$ para cada fase. Si los tres arrollamientos son constructivamente iguales y presentan los mismos parámetros, esta frecuencia es igual para las tres fases y el circuito resultante de la Figura 47 se puede simplificar por el de la Figura 48 particularizado para la fase U.
3. En las frecuencias más altas del AFI el circuito resultante de la Figura 48 presenta una predominancia capacitiva y opacidad paralelo a la impedancia constituida por $L_d X$ y $R_d X$ debido a su aumento en el módulo. El resultado final es un circuito donde el único parámetro predominante es exclusivamente la capacidad $CHV X$ de la fase medida.

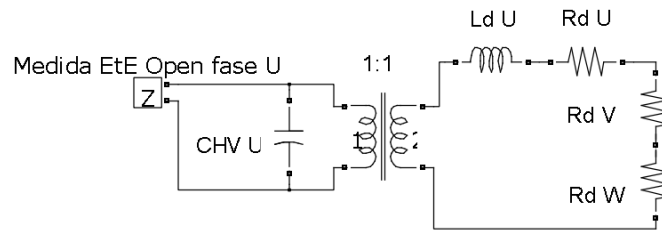


Figura 48. Modelo M.N.M.F visto desde la fase U para frecuencias mayores al rango de n_{mfd} puntos.

5.2.2 Identificación de los Datos de Entrada

Los datos de entrada para el algoritmo matemático se obtienen, al igual que en el algoritmo para el cálculo de los parámetros del M.N.B.F y M.A.M.F, de las tres medidas reales End-to-End open de cada una de las tres fases del lado de alta tensión. En el modelo corresponden con la impedancia medida desde los terminales UU' , VV' y WW' .

El rango de alta frecuencia I -AFI- está compuesto por n_{afi} puntos cuyo comienzo está marcado por la frecuencia de resonancia f_{rs} . Se puede identificar en la medida (véase el ejemplo de la Figura 49 y Figura 50) como el paso por 0° en la fase, entre la zona de Impedancia Capacitiva Acoplada producida por el circuito de la Figura 45 y la zona de Interacción L-C serie producida por el circuito de la Figura 48.

La predominancia inductiva-capacitiva, referida en el punto 1 y 2 del apartado anterior 5.2.1 e identificada en la Figura 50 como Interacción L-C serie, se puede identificar por la zona en la que la fase aumenta desde -90° y vuelve a disminuir hasta -90° . Se producen por tanto dos pasos por cero en la fase correspondientes a la frecuencia de resonancia serie f_{rs} y la frecuencia de resonancia paralelo f_{rp} .

A partir f_{rp} se produce la predominancia capacitiva referida en el punto 3 del apartado 5.2.1 e identificada en la medida como la zona de fase -90° , denominada Impedancia Capacitiva Propia en la Figura 50.

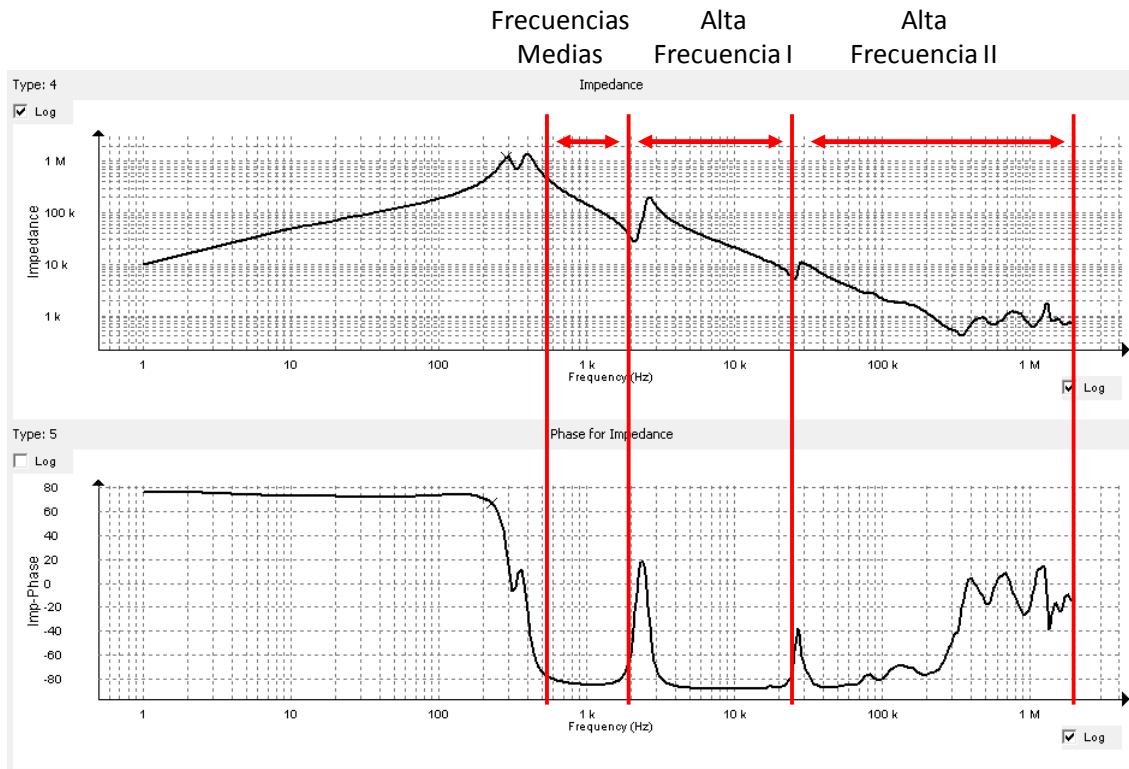


Figura 49. Ejemplo de Medida Ete Open desde fase U con la identificación de los rangos de frecuencias medias, AFI y AFII.

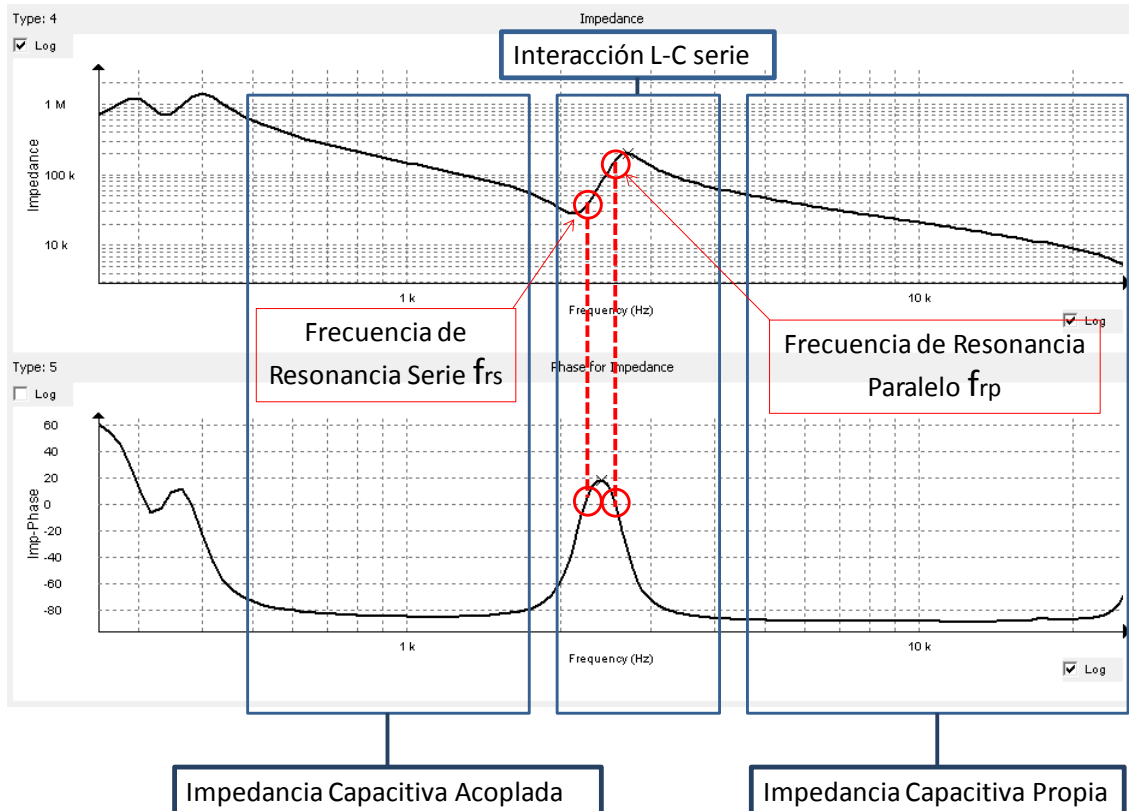


Figura 50. Detalle de la Figura 49 para el rango de interés para el algoritmo de cálculo del M.N.A.F.

5.2.3 Algoritmo de Cálculo

El algoritmo de cálculo diseñado para la obtención del valor de los parámetros $L_d X$ y $R_d X$ para las tres fases del transformador consta de los siguientes pasos:

1. Estimación de los datos iniciales de los parámetros $L_d X$ y $R_d X$ para conformar la impedancia $Z_d X$ a partir de la medida real $Z_m X$ desde los terminales XX' y el valor de $CHV X$ conocido.

Del análisis del circuito de la Figura 48 se puede establecer que la frecuencia de resonancia paralelo cumple la Ecuación 27. Esta expresión, donde $CHV X$ es conocido y f_{rp} se obtiene de la medida de la fase X , se utiliza para obtener el valor inicial de $L_d X$ para cada una de las tres fases del transformador.

$$L_d X = \frac{1}{C_{HVX} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{rp}^2}$$

Ecuación 27. Ecuación para la estimación inicial del parámetro $L_d X$ a partir de la capacidad $CHV X$ y la frecuencia resonante paralelo f_{rp} de la medida entre terminales de la fase X .

2. Preprocesado de los Datos de Entrada: Cálculo de la impedancia $Z_d X$ a partir de la medida real $Z_m X$ desde los terminales XX' y las impedancias del M.A.M.F y M.N.A.F del resto de las fases para las n_{af} frecuencias que constituyen el AFI.

En el segundo punto del algoritmo se dispone, para las tres fases, de los datos EtE Open de entrada, de los parámetros del M.A.M.F calculados en el apartado 5.1 y los valores de $Z_d X$ para los n_{af} puntos estimados en el paso anterior. Con estos datos se puede establecer una segunda estimación de $Z_d X$ aplicando la Ecuación 28, obtenida directamente del análisis del circuito de la Figura 47.

$$Z_d X = R_d X + j \cdot \omega \cdot L_d X = \frac{1}{Y_m X - Y_{MAMF} X} - Z_r$$

Ecuación 28. Impedancia del M.N.M.F en función de medidas y parámetros del M.A.M.F.

Donde $Y_m X$: admitancia medida desde los terminales del arrollamiento X para los n_{mf} frecuencias que constituyen el ancho de banda de media frecuencia.

$Y_{MAMF} X$: admitancia del M.A.M.F para la fase X .

Z_r : inductancia serie constituida como el sumatorio de las dos impedancias $Z_d X$ del resto de las fases distintas a X del transformador que contiene el efecto del resto de las fases distintas a X .

3. Cálculo de los parámetros $L_d X$ y $R_d X$ del M.N.A.F aplicando el proceso de optimización definido por la Ecuación 14 y Ecuación 15.

El término de la izquierda de la Ecuación 28 corresponde a los parámetros a calcular, y el término de la derecha, a cada uno de los datos estimados para las n_{af} frecuencias que constituyen el AFI.

Particularizando la Ecuación 14 al caso concreto de la Ecuación 28, se obtiene la Ecuación 29, donde $Z_{d_est}X_i$ corresponde con el término derecho de la Ecuación 28 para una frecuencia concreta de las n_{aff} posibles.

$$Error_{total} = \sum_{i=1}^{i=n_{aff}} E_i = \sum_{i=1}^{i=n_{aff}} \frac{|Z_{d_est}X_i - (R_dX + j \cdot \omega_i \cdot L_dX)|^2}{|Z_{d_est}X_i|^2}$$

Ecuación 29. Función objetivo para el cálculo de L_dX y R_dX para la fase genérica X.

Derivando la Ecuación 28 con respecto a los dos parámetros L_dX y R_dX se obtienen la Ecuación 30 y Ecuación 31 respectivamente.

$$L_dX = \frac{\sum_{i=1}^{i=n_{aff}} \left(\frac{\omega_i \cdot I_i}{|(Z_{d_est}X)_i|^2} \right)}{\sum_{i=1}^{i=n_{aff}} \left(\frac{\omega_i^2}{|(Z_{d_est}X)_i|^2} \right)}$$

Ecuación 30. Ecuación para el cálculo del parámetro L_d en el ancho de banda de mmfd frecuencias.

$$R_dX = \frac{\sum_{i=1}^{i=n_{aff}} \left(\frac{R_i}{|(Z_{d_est}X)_i|^2} \right)}{\sum_{i=1}^{i=n_{aff}} (|(Z_{d_est}X)_i|^2)}$$

Ecuación 31. Ecuación para el cálculo del parámetro R_d en el ancho de banda de mmfd frecuencias.

Donde I_i corresponde con la parte imaginaria de la impedancia $Z_{d_est}X$ calculada con la Ecuación 28, para un punto i de frecuencia de los n_{aff} posibles.

ω_i es la pulsación angular en un punto i de frecuencia.

R_i corresponde con la parte real de la impedancia $Z_{d_est}X$ calculada con la Ecuación 28, para un punto i de frecuencia de los n_{aff} posibles.

4. Repetición iterativa de los pasos 2 y 3 con los nuevos parámetros L_dX y R_dX hasta cumplir una condición de error mínimo.

El algoritmo completo se ha implementado en MATLAB para su aplicación experimental y el texto del código se encuentra recogido en el apartado VI.2 del anexo A.VI.

5.3 Cálculo de Parámetros del M.A.A.F. Rango de Alta Frecuencia II.

El modelo del arrollamiento para alta frecuencia -M.A.A.F- presenta particularidades distintas en función de que el arrollamiento modelado sea el del lado de Alta o Baja Tensión, por lo que se analizará de forma independiente en los apartados 5.3.1 y 5.3.2 respectivamente.

Para ambos casos se procederá al cálculo de los parámetros de la forma alternativa del M.A.A.F desarrollada en el Capítulo 4 y representada en la Figura 51.

5.3.1 M.A.A.F para arrollamiento de Alta Tensión.

5.3.1.1 Simplificaciones.

En el rango de alta frecuencia II, denominado a partir de ahora como AFII, los submodelos M.N.B.F y M.N.A.F adquieren un valor tan elevado en el módulo de su impedancia equivalente que se pueden considerar circuitos abiertos. En contraposición, la capacidad del M.A.M.F presenta una baja impedancia, pudiéndose considerar un cortocircuito.

Utilizando el Concepto de Predominancia Eléctrica y Concepto de Opacidad Eléctrica el modelo completo presenta predominancia al submodelo del M.A.A.F y opacidad serie al M.A.M.F y opacidad paralelo al M.N.B.F y M.N.A.F. Se puede comprobar que la impedancia constituida por los parámetros $L_a X$ y $R_a X$ queda en circuito abierto, por lo que no influye en el modelo del arrollamiento de alta tensión.

Este comportamiento implica que en el AFII el modelo completo se puede simplificar al submodelo del M.A.A.F de la fase X medida (véase Figura 51 donde se ha obviado por simplicidad el transformador ideal de relación 1:1).

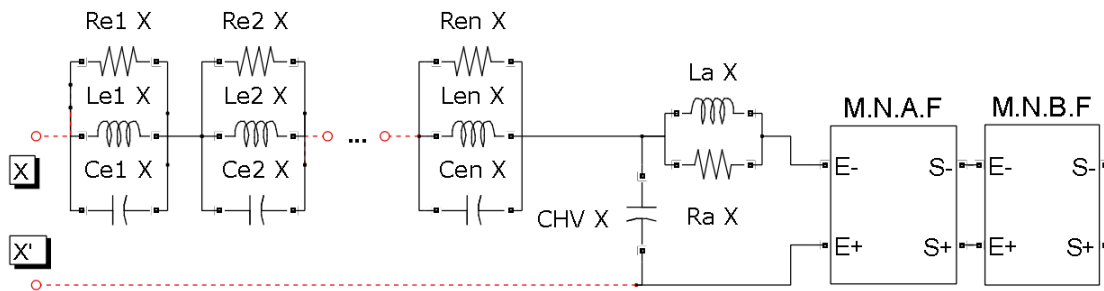


Figura 51. Modelo completo simplificado para la medida X en el rango de alta frecuencia II. Arrollamiento de Alta Tensión.

Adicionalmente el M.A.A.F presenta un comportamiento que permite una segunda simplificación, ya analizada en el Modelo de Pleite desarrollado en [20].

El aumento progresivo de frecuencia conlleva que el M.A.A.F, constituido por la conexión serie de varias impedancias $Z_{ej} X$, presenta predominancia a una impedancia $Z_{ej} X$ concreta en un rango delimitado del AFII. El resto de impedancias presentan opacidad serie en el M.A.A.F, debido a su reducido valor en el módulo que puede estar determinado por una baja impedancia inductiva de $L_{ej} X$ (en el caso de frecuencias reducidas) o baja impedancia capacitiva de $C_{ej} X$ (en el caso de frecuencias elevadas).

Como consecuencia el M.A.A.F puede reducirse al efecto de una o un grupo reducido de impedancias $Z_{ej} X$ al variar la frecuencia dentro del rango de AFII. Este efecto será aprovechado para el diseño del algoritmo de cálculo.

5.3.1.2 Identificación de los Datos de Entrada.

Los datos de entrada para el algoritmo de cálculo de los parámetros del M.A.A.F se pueden obtener, como en casos anteriores, de la medida EtE Open.

En la práctica los n_{afii} puntos utilizados en el algoritmo de cálculo que constituyen el rango de alta frecuencia II se localizan a continuación de la zona de alta frecuencia I, caracterizada por una predominancia capacitiva y por tanto un valor de -90° en la fase de la impedancia medida (véase la zona denominada “Impedancia Capacitiva Propia” en la Figura 50).

En la Figura 49 se muestra un ejemplo donde el rango AFII está delimitado. La impedancia medida en esta zona presenta una sucesión de frecuencias resonantes característica de la respuesta del M.A.A.F constituido por diversas impedancias $Z_{ej} X$ conectadas en serie.

5.3.1.3 Algoritmo de Cálculo

La obtención de los parámetros de las impedancias $Z_{ej} X$ constitutivas del M.A.A.F seguirá el procedimiento desarrollado en [20] para el Modelo de Pleite ya que comparten la misma estructura del circuito, basado en el proceso de optimización de la función objetivo de la Ecuación 14.

En el trabajo de investigación se ha implementado a través del código en MATLAB® recogido en el apartado VI.3 del anexo A.VI.

5.3.2 M.A.M.F y M.A.A.F para arrollamiento de Baja Tensión.

5.3.2.1 Simplificaciones.

En el rango de alta frecuencia -AFII-, el modelo completo analizado desde los terminales del arrollamiento de baja tensión también presenta, como en el caso de alta tensión, opacidad paralelo a los submodelos M.N.B.F y M.N.A.F debido a su elevado módulo, asumible como un circuito abierto.

El circuito simplificado toma por tanto la forma de la Figura 52 donde se ha incluido la capacidad $C_{HV} X$ del M.A.M.F del arrollamiento concéntrico de alta tensión de la misma fase. La impedancia de este parámetro toma el valor dado por la expresión:

$$Z_{MAMFX} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{HV} X}$$

Lo que implica que la impedancia reflejada en el lado de Baja Tensión se ve reducida por la relación de transformación entre arrollamientos concéntricos N_x elevada al cuadrado:

$$Z_{MAMFX_{desde LV}} = \frac{Z_{MAMFX}}{N_x^2} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{HV} X \cdot N_x^2}$$

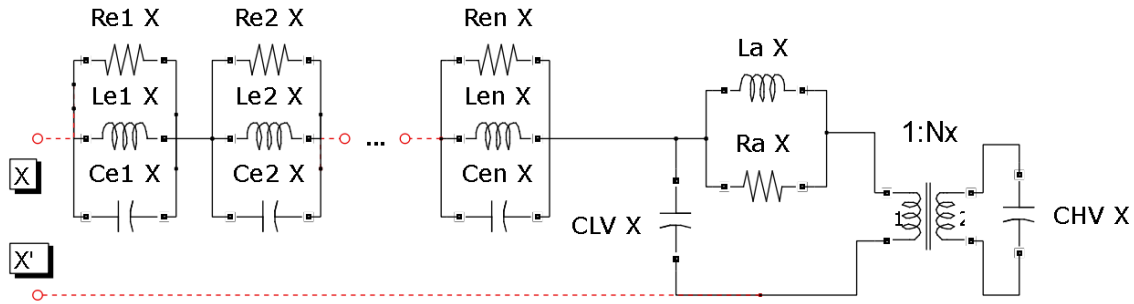


Figura 52. Modelo completo simplificado para la medida X en el rango de alta frecuencia II. Arrollamiento de Baja Tensión.

Asumiendo valores de $CLV X$ y $CHV X$ del mismo orden de magnitud, es inmediato comprobar que para la misma frecuencia, y si esta es suficientemente alta, la impedancia reflejada del M.A.M.F de alta tensión se comporta como un cortocircuito mientras que la misma impedancia para el arrollamiento de baja tensión presenta una predominancia capacitiva en el modelo.

De esta forma, el modelo de la Figura 52 queda de nuevo simplificado al circuito de la Figura 53 el cual presenta una estructura de impedancias serie idéntica a la del Modelo de Pleite.

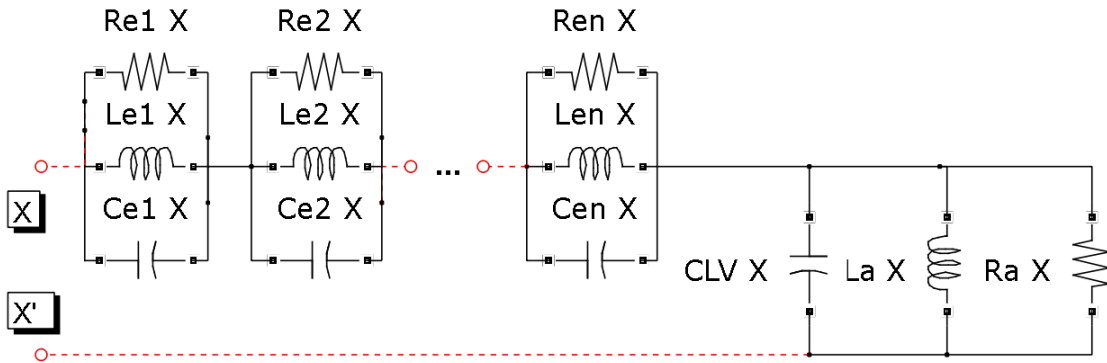


Figura 53. Modelo simplificado al M.A.M.F para LV. Pérdida de influencia del parámetro CHV X.

Aplicando los mismos conceptos de Predominancia y Opacidad que en el caso del M.A.A.F para el arrollamiento de Alta Tensión (véase apartado 5.3.1) para un cierto rango de frecuencias en el AFII, la impedancia paralelo constituida por los parámetros $C_{LV} X$, $L_a X$ y $R_a X$ presentan una influencia más significativa en la respuesta del modelo de la Figura 53 que las impedancias $Z_{ej} X$ constituidas por el paralelo de $C_{ej} X$, $L_{ej} X$ y $R_{ej} X$. Es posible por tanto una tercera simplificación obteniendo el circuito de la Figura 54 donde se ha presupuesto opacidad serie para las impedancias $Z_{ej} X$.

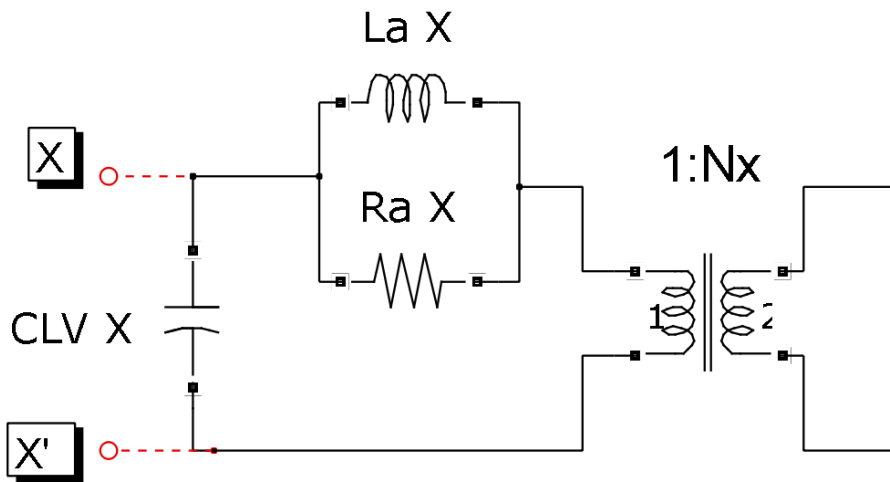


Figura 54. Modelo simplificado al M.A.M.F para LV. Pérdida de influencia del parámetro $CHV X$ y $Z_{ej} X$

5.3.2.2 Identificación de los Datos de Entrada

Los datos de entrada para el algoritmo de cálculo de parámetros del M.A.M.F y M.A.A.F para arrollamiento de baja tensión se obtienen de las medidas End-to-End Open desde los terminales de dicho arrollamiento.

Al igual que sucede con las medidas entre los terminales de alta tensión, la medida desde los terminales de baja refleja la impedancia de los submodelos M.N.B.F y M.N.A.F divididos por un factor Nx^2 debido al efecto del transformador ideal con relación 1: Nx.

En el rango de alta frecuencia I, el modelo analizado desde terminales de baja sigue presentando una predominancia al submodelo del M.A.M.F del arrollamiento de alta concéntrico, como se ha manifestado en el apartado anterior 5.3.2.1.

Este comportamiento se ve reflejado en el ejemplo de la Figura 55 donde se puede observar que en los rangos de baja, medida y alta frecuencia I la medida desde el arrollamiento de baja presenta la misma impedancia que desde los terminales de alta, salvo por el módulo que se encuentra dividido por el factor Nx^2 .

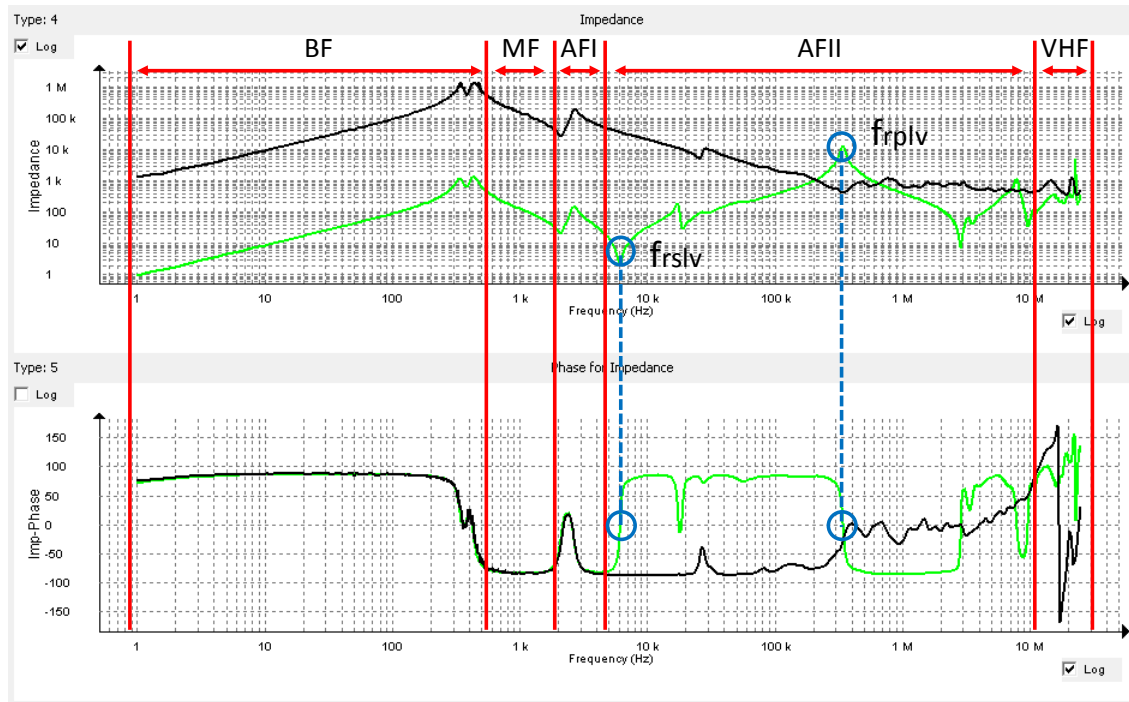


Figura 55. Medida End-to-End en fase lateral desde el arrollamiento primario HV (en negro) y secundario LV (en rojo). Delimitados los anchos de banda de referencia y las frecuencias de resonancia para la identificación del rango de influencia del M.A.M.F y M.A.A.F de LV.

Por tanto, el rango AFII de n_{afII} puntos¹⁸ donde se aprecia exclusivamente el efecto del M.A.A.F del arrollamiento de baja frecuencia se puede identificar en la práctica a partir de la frecuencia de resonancia serie denominada f_{rslv} en la Figura 55.

En este punto se observa que la respuesta desde el arrollamiento de baja ya no sigue el patrón de la respuesta desde alta, coincidiendo con la resonancia serie que se produce en el circuito de la Figura 56 entre el parámetro $C_{HV} X \cdot N_x^2$ del M.N.A.F del arrollamiento de alta con el parámetro $L_a X$ del M.A.A.F del arrollamiento de baja.

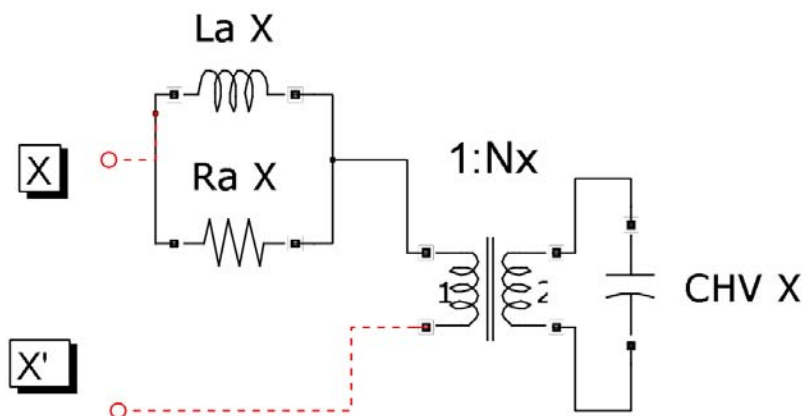


Figura 56. Circuito resonante serie que define la frecuencia f_{rslv} .

¹⁸ Nótese que el valor de n_{afII} puede variar dependiendo del arrollamiento para el cual se está calculando los parámetros del M.A.A.F.

El final del AFII también es fácilmente identificable en la medida EtE Open por la zona a partir de la cual la impedancia medida presenta una fase mayor a $+90^\circ$ o menor -90° , situación imposible en una impedancia pasiva e indicativo de sistemas de fase no mínima, analizados en [18], propios de líneas de transmisión. En la Figura 55 esta zona se identifica con la etiqueta “V.H.F” indicativo del rango de muy alta frecuencia.

En la zona de influencia del M.A.A.F del arrollamiento de baja, identificada en la Figura 55 por la etiqueta AFII, la impedancia presenta diversas frecuencias resonantes de las impedancias constitutivas del modelo. Es de especial relevancia la frecuencia denominada fr_{plv} , que corresponde con la resonancia paralelo que se produce en el circuito de la Figura 57 entre el parámetro $CLV X$ y el parámetro $La X$ del M.A.A.F del arrollamiento de baja.

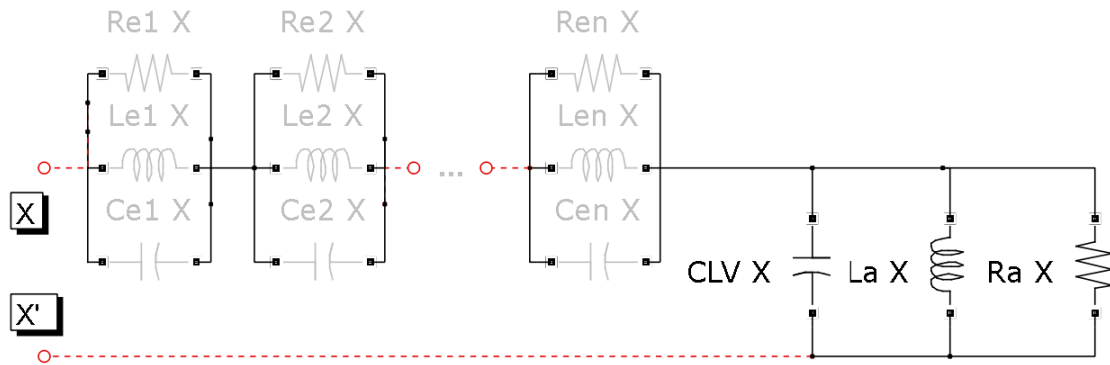


Figura 57. Circuito resonante serie que define la frecuencia fr_{plv} . Las impedancias que presentan opacidad serie se han representado difuminadas.

5.3.2.3 Algoritmo de Cálculo.

El submodelo del M.A.A.F del arrollamiento de baja presenta la misma estructura que el MODELO DE PLEITE y el M.A.A.F del arrollamiento de baja, por lo que se utiliza el mismo algoritmo que en estos casos.

En el trabajo de investigación se ha implementado a través del código en MATLAB® recogido en el apartado VI.3 del anexo A.VI.

A modo de ejemplo, se establecen las ecuaciones para el cálculo de los parámetros $C_{LV} X$, $La X$ y $Ra X$ representados en el circuito de la Figura 57.

Para la configuración paralelo es conveniente establecer la admitancia del circuito en la forma de admitancia de la Ecuación 32.

$$Y_{MAAF} X = \frac{1}{R_a X} + j \cdot \left(\omega \cdot C_{LV} X - \frac{1}{\omega \cdot L_a X} \right)$$

Ecuación 32. Forma de la admitancia del M.A.A.F simplificado en el rango de fr_{plv} ,

Sustituyendo esta expresión en la Ecuación 23 y aplicando la derivada de la función objetivo para cada uno de los tres parámetros, se obtienen la Ecuación 33, Ecuación 34 y Ecuación 35 para el cálculo directo en el ancho de banda de predominancia de la impedancia constituida por C_{LV} X, La X y Ra X¹⁹.

$$R_a X = \frac{\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{|Y_{med_i}|^2} \right\}}{\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{G_i}{|Y_{med_i}|^2} \right\}}$$

Ecuación 33.

$$L_a X = \frac{\left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{|Y_{med_i}|^2} \right\} \right)^2 - \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{\omega_i^2 \cdot |Y_{med_i}|^2} \right\} \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{\omega_i^2}{|Y_{med_i}|^2} \right\} \right)}{\left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{\omega_i \cdot |Y_{med_i}|^2} \right\} \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{\omega_i^2}{|Y_{med_i}|^2} \right\} \right) - \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{|Y_{med_i}|^2} \right\} \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{S_i \cdot \omega_i}{|Y_{med_i}|^2} \right\} \right)}$$

Ecuación 34.

$$C_{LV} X = \frac{\left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{\omega_i \cdot |Y_{med_i}|^2} \right\} \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{|Y_{med_i}|^2} \right\} \right) - \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{\omega_i^2 \cdot |Y_{med_i}|^2} \right\} \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{S_i \cdot \omega_i}{|Y_{med_i}|^2} \right\} \right)}{\left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{|Y_{med_i}|^2} \right\} \right)^2 - \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{1}{\omega_i^2 \cdot |Y_{med_i}|^2} \right\} \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^{n_{mflv}} \left\{ \frac{\omega_i^2}{|Y_{med_i}|^2} \right\} \right)}$$

Ecuación 35.

Donde

G_i corresponde con la parte real de la admitancia medida para un punto i de frecuencia de influencia de la impedancia del circuito de la Figura 57

S_i corresponde con la parte imaginaria de la admitancia medida para un punto i de frecuencia de influencia de la impedancia del circuito de la Figura 57.

ω_i es la pulsación angular en un punto i de frecuencia de influencia de la impedancia del circuito de la Figura 57.

Y_{med_i} corresponde con la admitancia medida para un punto i de frecuencia de influencia de la impedancia del circuito de la Figura 57.

¹⁹ Nótese que la Ecuación 33, Ecuación 34 y Ecuación 35 tienen la misma forma que la Ecuación 24, Ecuación 25 y Ecuación 26 donde se han desarrollado los términos t_j.

5.4 Cálculo de la Relación de Transformación Nx.

La relación de transformación entre dos arrollamientos concéntricos de distintas tensiones en una misma fase viene dado por el cociente $N_x = N_p / N_s$.

En el modelo completo la conexión del M.N.B.F y M.N.A.F está referenciada al primario mediante transformadores ideales de relación 1:1 por lo que únicamente es necesario conocer la referencia del secundario al primario a partir del parámetro N_x .

El acoplamiento entre los dos arrollamientos concéntricos se produce por el flujo común que se difunde principalmente por el núcleo. Del análisis de la investigación se ha concluido que este fenómeno sucede a baja frecuencia, por lo que el parámetro N_x se obtendrá en este rango.

5.4.1 Simplificaciones.

La relación de transformación entre arrollamientos concéntricos es medida en el ensayo FRA a partir de la respuesta Transfer.

En baja frecuencia, rango en el que se produce el acoplamiento magnético entre fases, los submodelos M.A.A.F se pueden considerar cortocircuitos y los M.A.M.F como circuitos abiertos.

El modelo completo por tanto presenta una opacidad serie al M.A.A.F y opacidad paralelo al M.A.M.F junto con una predominancia de los submodelos del M.N.B.F y M.N.A.F. Sin embargo, la configuración de medida Transfer, representada en la Figura 58, deja a estos dos modelos en abierto y en paralelo al sistema de medida, por lo que su impedancia característica no tiene ninguna influencia.

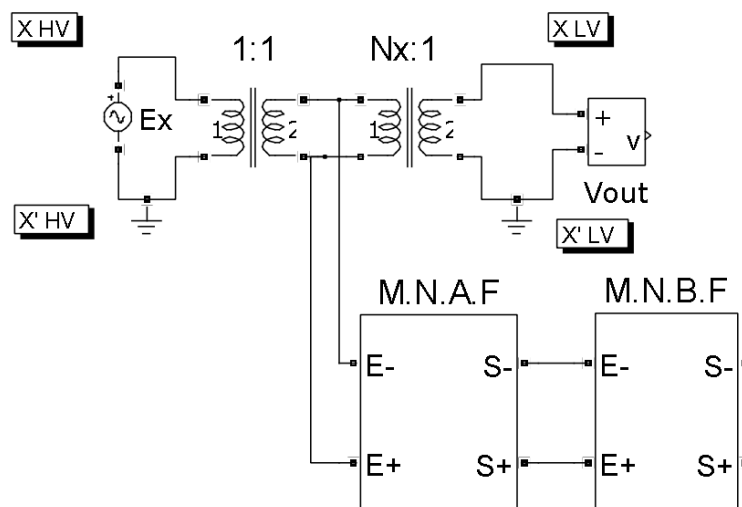


Figura 58. Modelo completo simplificado para la medida Transfer en baja frecuencia.

5.4.2 Identificación de los Datos de Entrada.

A la vista del esquema de medida del modelo simplificado de la Figura 58 se puede concluir que la tensión V_{out} recogida en la medida Transfer es igual a la tensión de entrada E_x dividida por un factor Nx^2

La representación de esta medida, recogida para un caso experimental en la Figura 59, viene dado precisamente en forma de Función de Transferencia $-FdT$ - correspondiente al cociente V_{out}/E_x . Por tanto es lógico que en el ancho de banda de baja frecuencia (en la medida representada hasta 1KHz aproximadamente) el módulo de la FdT corresponde con un valor constante igual a la relación de transformación al cuadrado Nx^2 , y el desfase de la FdT presente un valor de 0° como corresponde a un número natural.

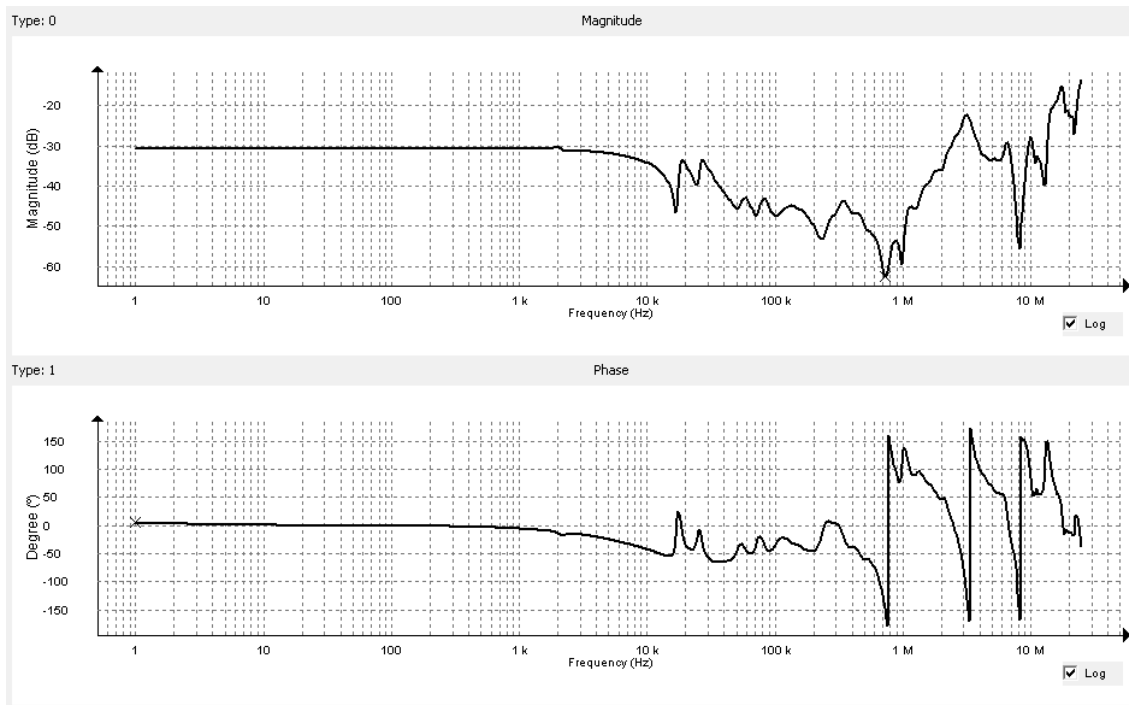


Figura 59. Representación de la medida V_{out}/E_x entre los terminales del arrollamiento de HV y LV en fase lateral (Módulo y Fase de la Función de Transferencia).

5.4.3 Algoritmo de Cálculo

Del análisis de los apartados anteriores se deduce que la obtención del término Nx es inmediata de la medida Transfer, considerando su factor cuadrático y que los datos en el ensayo FRA se recogen normalmente de forma logarítmica.

En ese caso, para cualquier punto medido en el rango de baja frecuencia, se puede hacer uso de la Ecuación 36 sin necesidad de aplicar ningún algoritmo matemático.

$$Nx = \sqrt{10^{\left(\frac{|FdT|}{20}\right)}}$$

Ecuación 36. Cálculo directo del parámetro Nx

5.5 Cálculo de Parámetros Ci X.

5.5.1 Simplificaciones

En la configuración Interwinding únicamente se conectan los terminales de comienzo de arrollamiento de alta X HV y baja tensión X LV de la misma fase. No se permite por tanto la circulación de corriente por los arrollamientos a baja frecuencia.

Como resultado los modelos M.N.B.F, M.N.A.F y M.A.M.F permanecen en circuito abierto por lo que presentan opacidad paralelo. Los modelos M.A.A.F de los arrollamientos se comportan como cortocircuitos en baja y media frecuencia presentando opacidad serie.

El único parámetro visible en la medida es únicamente la capacidad Ci X de la fase ensayada, por lo que el modelo completo se puede simplificar al circuito de la Figura 60.

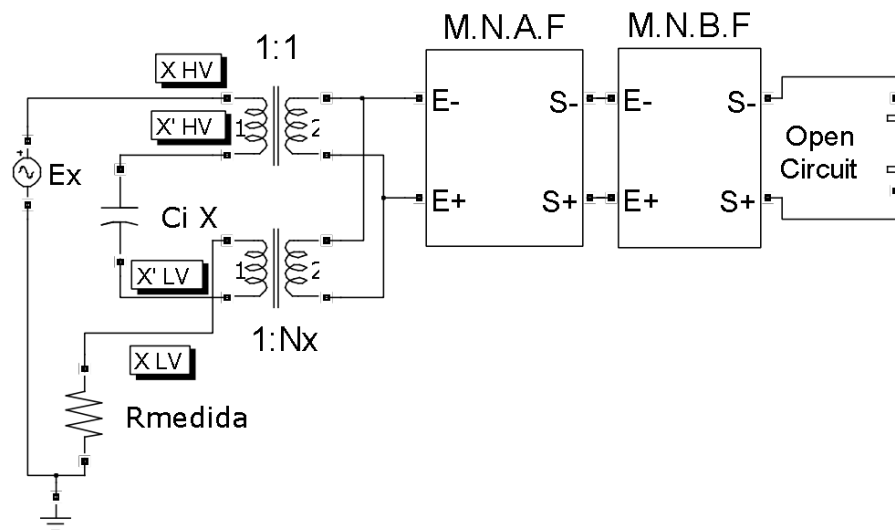


Figura 60. Modelo simplificado para la configuración de medida Interwinding

5.5.2 Identificación de Datos de Entrada

Los datos de entrada para el algoritmo de cálculo se obtienen directamente de la medida Interwinding.

En la Figura 61 se representa un ejemplo de la medida experimental. La fase cercana a -90 grados presente en la mayoría del ancho de banda medido demuestra que la impedancia representada adquiere un carácter principalmente capacitivo y que es mantenido prácticamente en todo el rango de medida.

La discrepancia de la fase a baja frecuencia (de 1 a 10 Hz en el ejemplo) es debido a la resolución insuficiente del equipo de medida para los casos en los que se enfrenta a impedancias de módulo elevado.

Las frecuencias de resonancia se deben a las interacciones de los submodelos M.N.B.F, M.N.A.F, M.A.M.F y M.A.A.F cuando dejan de ser válidas las suposiciones expuestas en el apartado anterior.

El ancho de banda óptimo para el cálculo de los parámetros mediante el algoritmo se localiza en la práctica como aquel en el que la predominancia de la impedancia es capacitiva y por tanto presenta una fase aproximadamente de -90° .

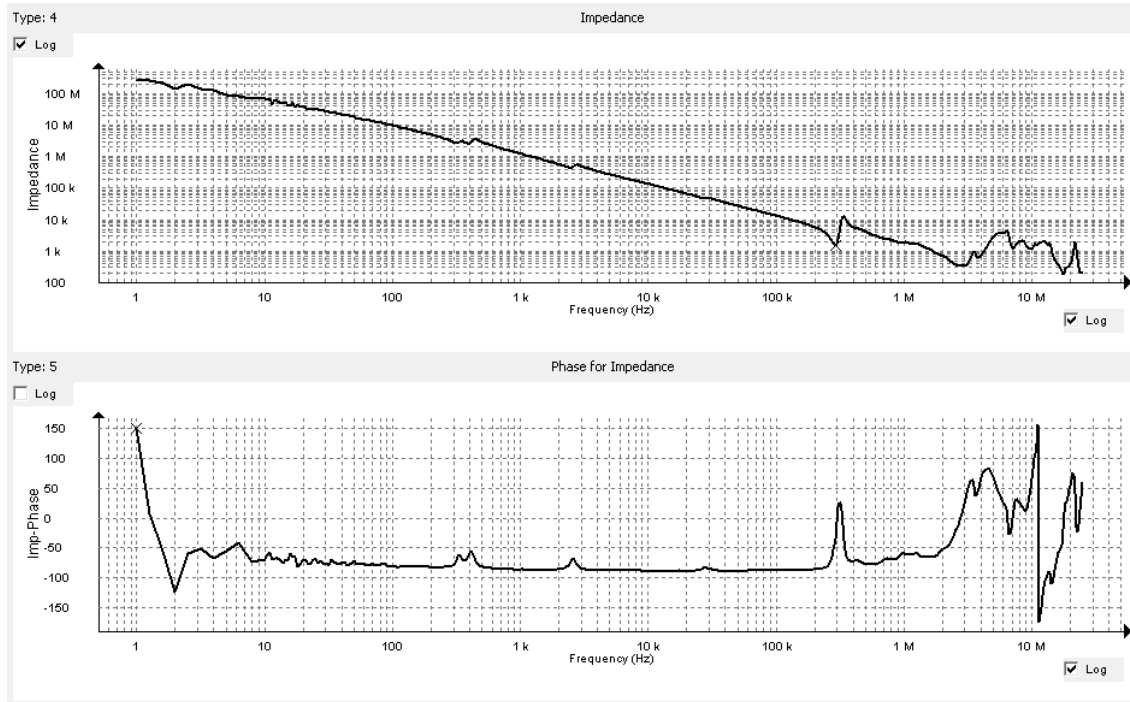


Figura 61. Representación de la medida Capacitive Inter-winding entre los terminales del arrollamiento de HV y LV en la fase U del transformador experimental (Módulo y Fase de la Impedancia).

5.5.3 Algoritmo de Cálculo

Esencialmente no es imprescindible un algoritmo matemático para el cálculo del parámetro C_i ya que se puede obtener directamente de la medida Interwinding en impedancia.

Sin embargo, para evitar el error que introduce la aleatoriedad de la elección de un punto en frecuencia en todo el ancho de banda medido, se ha desarrollado un procedimiento basado, como en los algoritmos anteriores, en la optimización de la función objetivo de la Ecuación 14 a partir de la derivada de la Ecuación 15.

El algoritmo se divide en los siguientes pasos:

1. Preprocesado de los Datos de Entrada: Elección del ancho de banda óptimo donde la respuesta presenta una predominancia capacitiva, constituido por n_{iw} puntos

2. Cálculo de los parámetros $C_i X$ y $R_i X$. Se ha añadido, para dotar al algoritmo de una mayor generalidad, la capacidad de calcular una resistencia de pérdidas en paralelo a $C_i X$.

Para la obtención de las ecuaciones que calculan los valores de los parámetros se procede a expresar la impedancia paralelo que conforma $C_i X$ y $R_i X$ en su forma de admitancia en la Ecuación 37.

$$Y_{model} = G_i X + j \cdot \omega \cdot C_i X \quad \text{Ecuación 37}$$

$$\text{Donde se cumple que: } G_i X = \frac{1}{R_i X}$$

Sustituyendo la Ecuación 37 en la función de error objetivo se obtiene la Ecuación 38 que al igualar la derivada con respecto a cada uno de los dos parámetros $C_i X$ y $G_i X$ se obtienen respectivamente la Ecuación 39 y Ecuación 40 para el cálculo directo de su valor.

$$Error_{total} = \sum_{i=1}^{i=n_{iw}} E_i = \sum_{i=1}^{i=n_{iw}} \frac{|Y_{est_i} - (G_i X + j \cdot \omega \cdot C_i X)|^2}{|Y_{est_i}|^2} \quad \text{Ecuación 38}$$

$$C = \frac{\sum_{i=1}^{i=n_{iw}} \left(\frac{S_{est_i} \cdot \omega_i}{|Y_{est_i}|^2} \right)}{\sum_{i=1}^{i=n_{iw}} \left(\frac{\omega_i^2}{|Y_{est_i}|^2} \right)} \quad \text{Ecuación 39}$$

$$G = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} \left(\frac{G_{est_i}}{|Y_{est_i}|^2} \right)}{\sum_{i=1}^{i=n} \left(\frac{1}{|Y_{est_i}|^2} \right)} \quad \text{Ecuación 40}$$

Donde Y_{est_i} corresponde con la admitancia de la medida Interwinding para un punto i de frecuencia de los n_{iw} posibles

S_{est_i} corresponde con la parte imaginaria de la admitancia Y_{est_i}

ω_i es la pulsación angular en un punto i de frecuencia.

El algoritmo de cálculo se implementa en MATLAB para su uso experimental y el código se recoge en el apartado VI.4 del anexo A.VI.

5.6 Cálculo de Parámetros del M.V.H.F. Rango de Muy Alta Frecuencia.

Aunque excede de la extensión del trabajo de investigación, se van a indicar unas pautas para futuros desarrollos del M.V.H.F, modelo que representa los efectos de la medida FRA en el rango de muy alta frecuencia, V.H.F.

5.6.1 Simplificaciones.

El modelo completo para el rango de muy alta frecuencia V.H.F, tal y como está planteado en el esquema de la Figura 40 se debe simplificar exclusivamente a los efectos del M.V.H.F por lo que este se puede tratar de forma independiente del resto de submodelos.

5.6.2 Identificación de los Datos de Entrada.

En los análisis anteriores todas las medidas FRA en su forma de impedancia han presentado fases comprendidas entre -90° y $+90^\circ$ correspondiendo con impedancias pasivas.

Sin embargo es posible medir fases fuera de estos límites para la zona de muy alta frecuencia, indicativo de los efectos de líneas de transmisión y por tanto del rango de los datos de entrada para el cálculo del modelo M.V.H.F. La respuesta de la impedancia End-to-End representada en negro en la Figura 55 es un claro ejemplo en su zona delimitada por V.H.F.

Parámetros calculados		Procedimiento de Cálculo				
SubModelo	Parámetro	Medida	Rango Frec.	Simplificaciones del Modelo Completo	Pasos particulares en el algoritmo de cálculo	Algoritmo de Cálculo
M.N.B.F	Ln X, Rn X	EtE Open simultaneas de fase U, V y W en arrollamiento HV	Baja, nbmf puntos	M.N.B.F y M.A.M.F predominantes.	Preprocesado para desacoplar las tres medidas simultáneamente.	Véase código en apartado VI.1
M.A.M.F	CHV X		Media, nbmf puntos	M.N.A.F y M.A.A.F en cortocircuito: opacidad serie.	Aplicación de Ecuaciones de cálculo obtenidas por optimización de función de error.	
M.N.A.F	Ld X, Rd X		AFI, nafl puntos distintos para cada medida	M.N.A.F y M.A.M.F predominantes y acoplados. M.N.B.F en circuito abierto: opacidad paralelo M.A.A.F en cortocircuito: opacidad serie.	Estimación inicial de los parámetros mediante frecuencia resonancia serie frs y paralelo frp. Preprocesado de los datos de entrada para obtención de datos de optimización. Aplicación de Ecuaciones de cálculo obtenidas por optimización de función de error. Proceso Iterativo con control por reducción de error.	Véase código en apartado VI.2

Parámetros calculados		Procedimiento de Cálculo				
SubModelo	Parámetro	Medida	Rango Frec.	Simplificaciones del Modelo Completo	Pasos particulares en el algoritmo de cálculo	Algoritmo de Cálculo
M.A.A.F para HV	Lej X, Rej X, Cej X	EtE Open de fase U, V y W independentes en arrollamiento HV	AFII, nafII puntos distintos para cada medida	Uso del circuito alternativo del M.A.A.F. M.A.A.F predominante excepto parámetros La X y Ra X en circuito abierto. Sólo Zej X. M.N.B.F y M.N.A.F en circuito abierto: opacidad paralelo. M.A.M.F en cortocircuito: opacidad serie.	Algoritmo iterativo del MODELO DE PLEITE	Véase código en apartado VI.3
M.A.A.F para LV	La X, Ra X,	EtE Open de fase a, b y c independentes en arrollamiento LV	AFII, nafII puntos distintos para cada medida.	Uso del circuito alternativo del M.A.A.F. M.A.M.F de LV, M.A.M.F de HV reflejado en LV y M.A.A.F predominante, excepto Zej X en cortocircuito. M.N.B.F y M.N.A.F en circuito abierto: opacidad paralelo.	Preprocesado de los datos para localizar el rango de influencia de HV sobre medida LV. Posible estimación inicial de parámetros La X y Ra X a partir de la frecuencia serie frslv Aplicación de Ecuaciones de cálculo obtenidas por optimización de función de error.	
	Lej X, Rej X, Cej X			Uso del circuito alternativo del M.A.A.F. M.A.A.F predominante. M.A.M.F de HV reflejado en LV y M.A.M.F de LV en cortocircuito: opacidad serie. M.N.B.F y M.N.A.F en circuito abierto: opacidad paralelo.	Algoritmo iterativo del MODELO DE PLEITE	

Parámetros calculados		Procedimiento de Cálculo				
SubModelo	Parámetro	Medida	Rango Frec.	Simplificaciones del Modelo Completo	Pasos particulares en el algoritmo de cálculo	Algoritmo de Cálculo
M.A.M.F	CLV X	EtE Open de fase a, b y c independentes en arrollamiento LV	AFII, nafII puntos distintos para cada medida.	Uso del circuito alternativo del M.A.A.F. M.A.M.F de LV y M.A.A.F predominante. M.A.M.F de HV reflejado en cortocircuito: opacidad serie. M.N.B.F y M.N.A.F en circuito abierto: opacidad paralelo.	Preprocesado de los datos para localizar el rango de influencia del M.A.M.F de LV. Posible estimación inicial de parámetro CLV X a partir de la frecuencia de resonancia paralelo frplv con La X y Ra X Aplicación de Ecuaciones de cálculo obtenidas por optimización de función de error. Se calcula junto con el MAAF de LV de forma independiente.	Véase código en apartado VI.3
	Nx	Transfer, fase U, V y W.	Baja, nbmf puntos	M.N.B.F, M.N.A.F y M.A.M.F en circuito abierto: opacidad paralelo. M.A.A.F's en cortocircuito: opacidad serie	Medida directa sin necesidad de algoritmo.	Aplicación directa Ecuación 36
	Ci X, Ri X	IW de fase Ua, Vb y Wc independentes	Todo el rango	Ci X predominante. M.N.B.F, M.N.A.F y M.A.M.F en circuito abierto: opacidad paralelo. M.A.A.F's en cortocircuito: opacidad serie	Preprocesado de datos de entrada para elección de niw puntos de carácter capacitivo entre todo el rango. Aplicación de Ecuaciones de cálculo obtenidas por optimización de función de error.	Véase código en apartado VI.4

Parámetros calculados		Procedimiento de Cálculo				
SubModelo	Parámetro	Medida	Rango Frec.	Simplificaciones del Modelo Completo	Pasos particulares en el algoritmo de cálculo	Algoritmo de Cálculo
M.V.H.F	Parámetros Distribuidos	EtE Open de fase U,V y W independientes en arrollamiento HV y LV	V.H.F	M.V.H.F predominante. M.N.B.F y M.N.A.F en circuito abierto: opacidad paralelo. M.A.M.F's de arrollamiento en cortocircuito.	Aplicación de Teoría de Líneas de Transmisión y parámetros distribuidos	

Tabla 4. Resumen de los procedimientos de cálculo de valores de parámetros.

Capítulo 6. Validación del Procedimiento de Modelado.

El Procedimiento de Modelado desarrollado en el trabajo de investigación se ha validado a partir de:

1. Aplicación del procedimiento a transformadores reales para la obtención de su modelo.
2. Comprobación del cumplimiento de los 3 requerimientos enunciados en el apartado 3.1 del Capítulo 2.4 en los modelos obtenidos:
 - a) Capacidad de Ajuste. En todos los modelos se comprueba la similitud entre la respuesta medida y modelada a partir de la comparación visual y un índice matemático de error.
 - b) Interpretación Física. En el apartado 6.2 se interpretan los fenómenos físicos estudiados en el Capítulo 4 mediante la topología del modelo del transformador prototipo reseñado en el anexo A.V
 - c) Versatilidad. En el apartado 6.3 se demuestra como los modelos obtenidos son capaces de simular el comportamiento para distintas configuraciones de medida y grupos de conexión. En el apartado 6.4 el modelo es aplicado a transformadores de potencia reales y sus resultados son interpretados y validados mediante comparación con medias eléctricas estandarizadas de diagnóstico.

6.1 Validación del Procedimiento para el Cálculo de Parámetros.

Se considera que los parámetros del modelo, calculados para el transformador prototipo mediante el Procedimiento para el Cálculo de Parámetros de la Tabla 4, son correctos si la respuesta simulada ajusta convenientemente la respuesta medida.

La capacidad de ajuste se evalúa en el apartado 6.1.1 mediante comparación gráfica visual y un Índice de Error de Ajuste, obtenido aplicando la Ecuación 41 a los datos medidos y simulados. La fórmula calcula de forma porcentual la diferencia entre el módulo de la impedancia medida y simulada, en todo el ancho de banda de frecuencia ajustado.

La ventaja de este índice es su gran sensibilidad que permite detectar errores en casos en los que la diferencia gráfica no es apreciable. Para establecer órdenes de magnitud, en el análisis del apartado 6.4.1 se comprueba como errores del 10% no son significativos e incluso del 3 ó 4 % corresponden a medidas gráficamente idénticas.

$$eZ = \sum_{i=1}^{i=n} eZ_i \cdot \frac{100}{n} \quad eZ_i = \begin{cases} \frac{|Z_{medida_i}X - Z_{modelo_i}X|}{|Z_{medida_i}X|} & \text{si } eZ_i < 1 \\ 1 & \text{si } eZ_i \geq 1 \end{cases}$$

Dónde: $Z_{medida_i}X$: Corresponde con la impedancia medida en el punto de frecuencia i de los n posibles.

$Z_{modelo_i}X$: Corresponde con la impedancia simulada del modelo en el punto de frecuencia i de los n posibles.

eZ : Corresponde al error total en el ajuste.

Ecuación 41. Error porcentual en el ajuste de la simulada a la impedancia medida.

Los valores de los parámetros que dan lugar a las simulaciones de los siguientes apartados se recogen en la Tabla 5 del apartado 6.1.2.

6.1.1 Comparación Gráfica entre Medida y Simulación. Modelo en Configuración HV Y LV y.

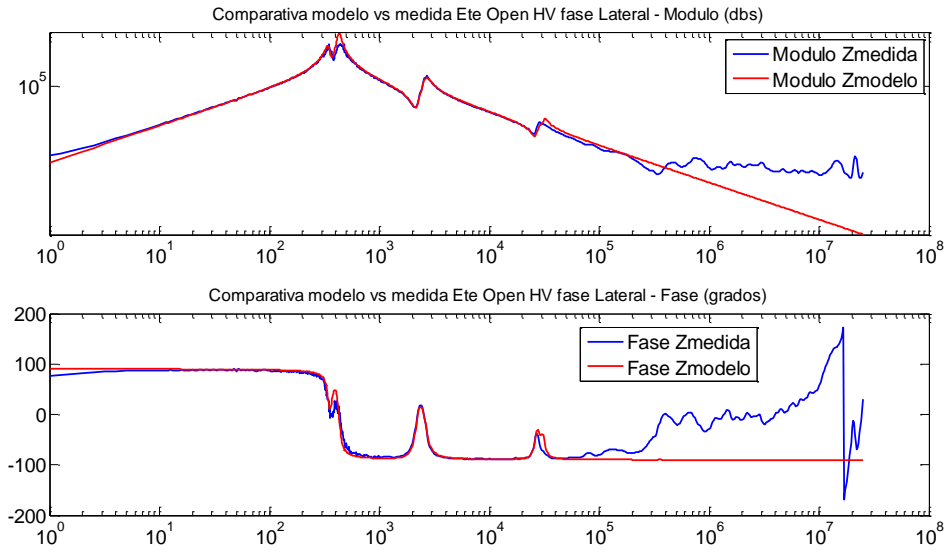


Figura 62. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open lado de Alta, fase lateral. Error de Ajuste (%):15.3591

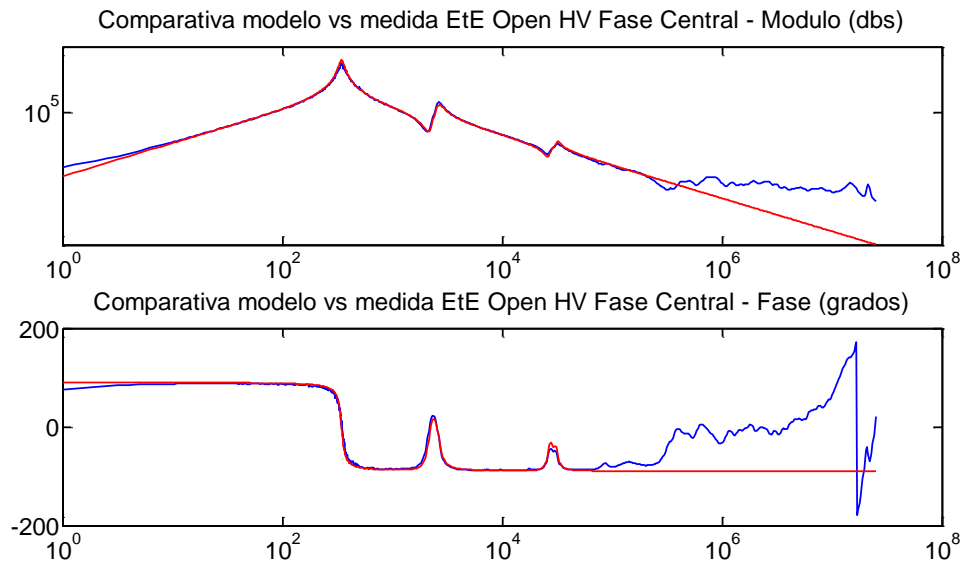


Figura 63. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open lado de Alta, fase central. Error de Ajuste (%):10.7081

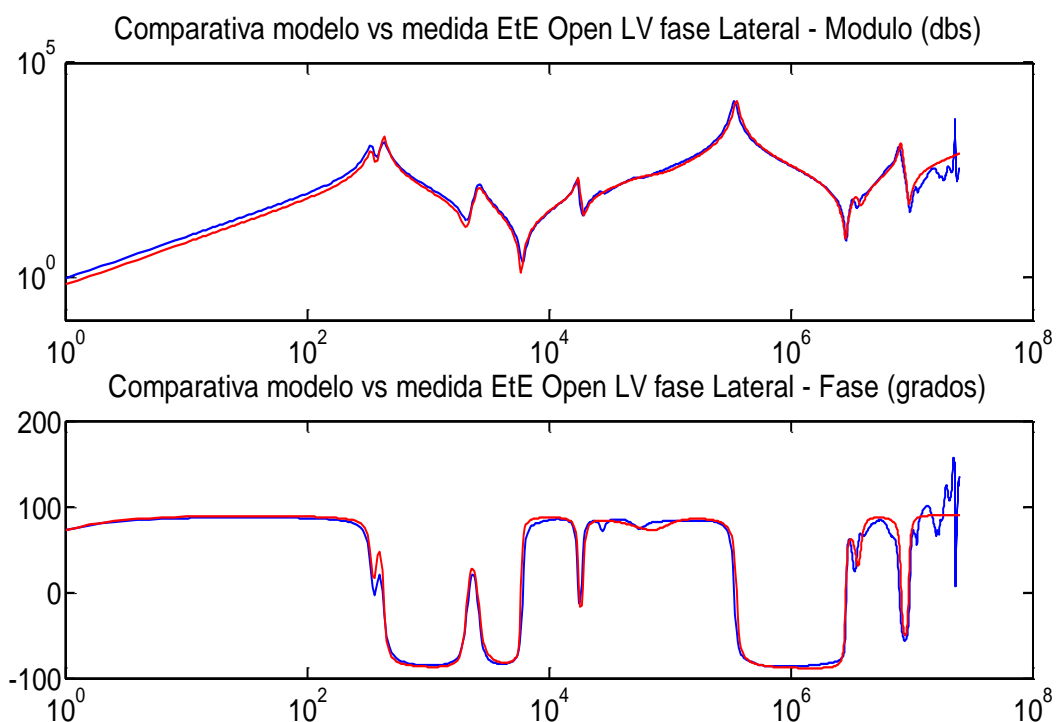


Figura 64. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open lado de Baja, fase lateral. Error de Ajuste (%):21.3504

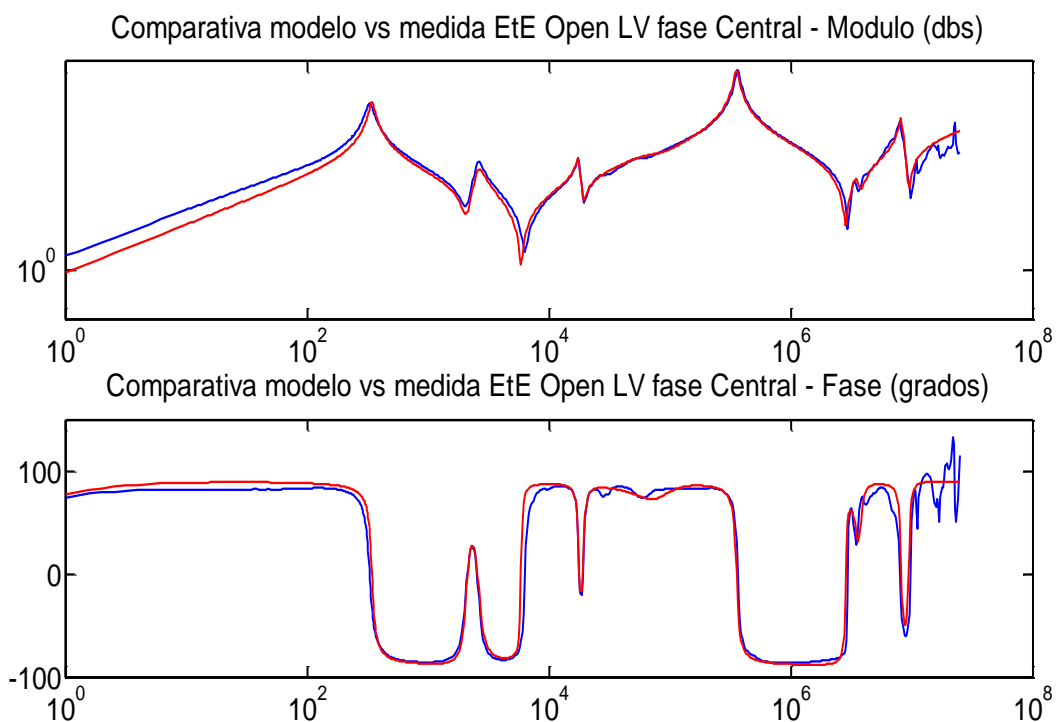


Figura 65. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open lado de Baja, fase central. Error de Ajuste (%):18.3133

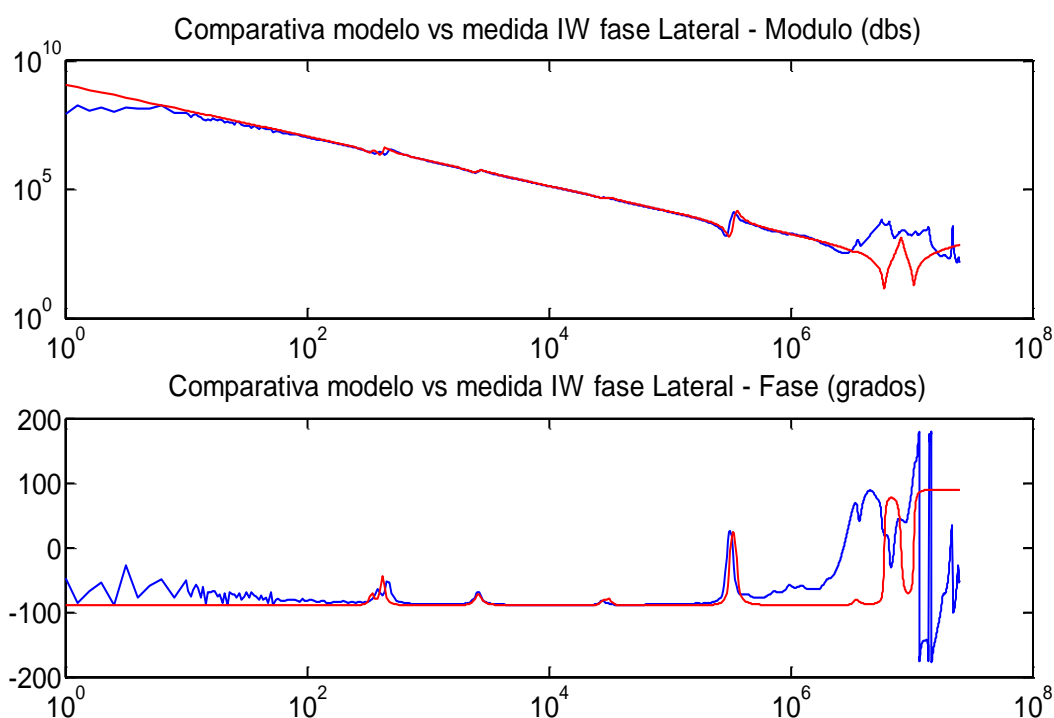


Figura 66. Comparación gráfica medida y simulación IW lado de Alta, fase lateral. Error de Ajuste (%): 32.6089

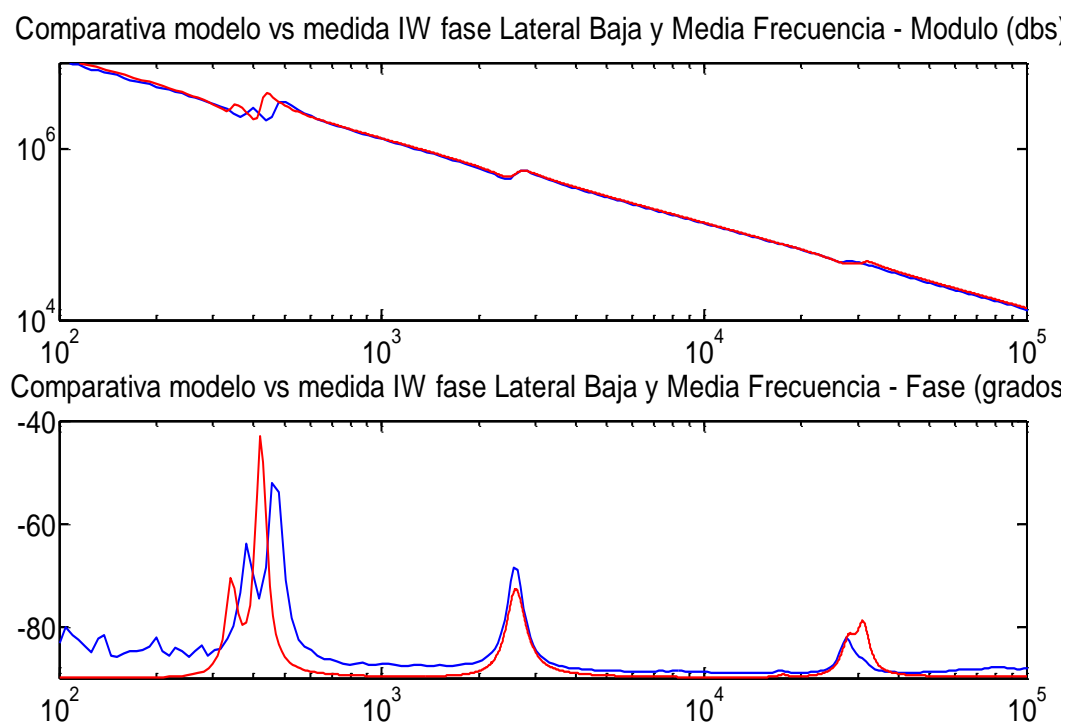


Figura 67. Comparación gráfica medida y simulación IW lado de Alta, fase lateral. Detalle en baja y media frecuencia. Error de Ajuste (%): 9.50

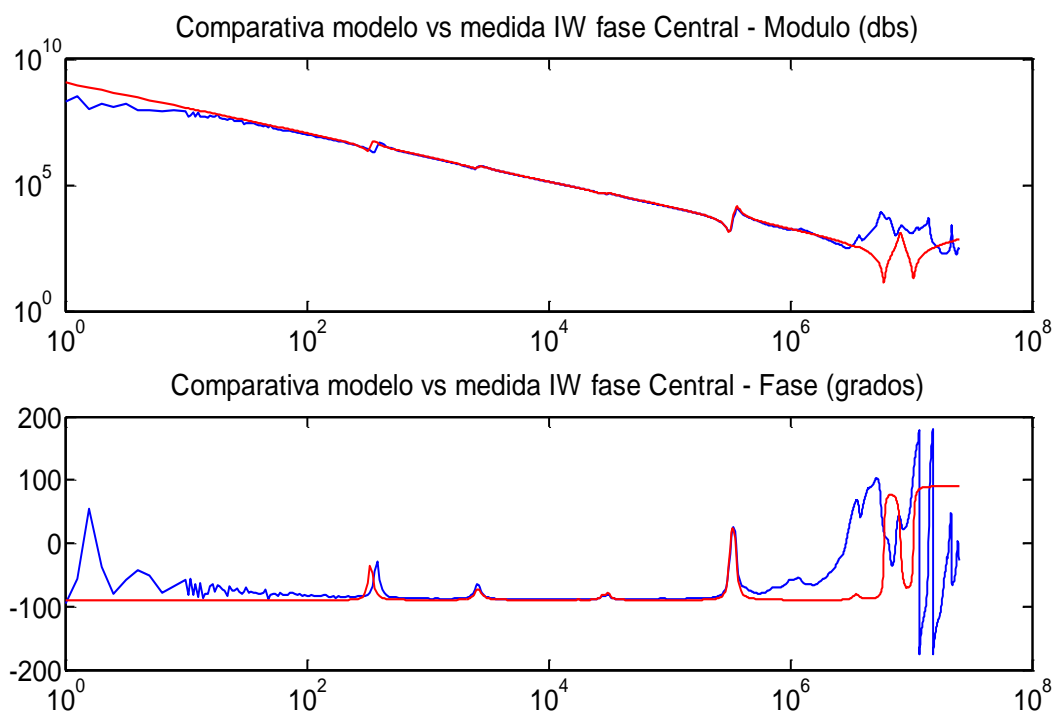


Figura 68. Comparación gráfica medida y simulación IW lado de Alta, fase central. Error de Ajuste (%):29.9977

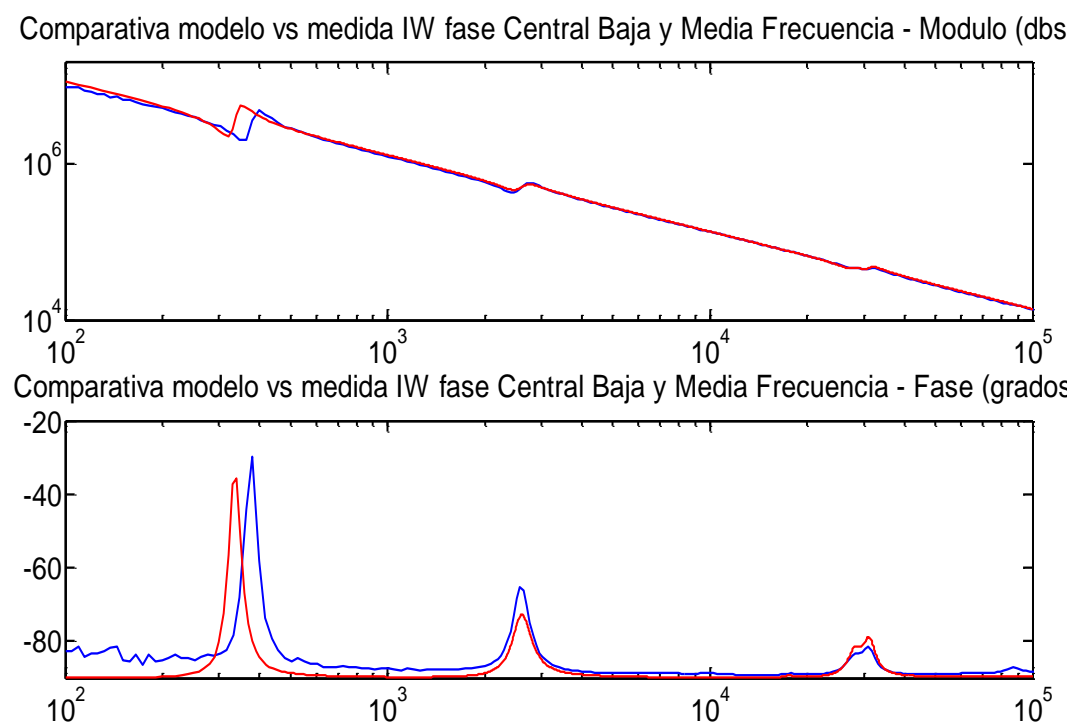


Figura 69. Comparación gráfica medida y simulación IW lado de Alta, fase central. Detalle en baja y media frecuencia. Error de Ajuste (%):4.52

Los resultados gráficos y numéricos, con un índice de error medio del 15%, permiten concluir que la Capacidad de Ajuste es satisfactoria, y por tanto queda validado el Procedimiento para el Cálculo de Parámetros. Las diferencias en las comparaciones de la Figura 62 y Figura 63 provienen del hecho de que únicamente se han considerado los datos hasta el orden de 10^5 Hz por lo que la respuesta por encima de este límite no ajusta correctamente. En el caso de la Figura 64 y Figura 65 la discrepancia a baja frecuencia proviene de la pérdida de la linealidad provocada por el comportamiento del núcleo y que el modelo, definido para un comportamiento lineal no es capaz de asumir.

6.1.2 Valores de los Parámetros. Modelo en Configuración HV Y LV y.

La Tabla 5 representa los valores obtenidos aplicando el Procedimiento para el Cálculo de Parámetros. Se ha dividido por grupos de parámetros, en relación al submodelo al que pertenecen.

En cada grupo se ha especificado el algoritmo utilizado, el ancho de banda y número de puntos, los valores calculados y el error de ajuste cometido por el algoritmo en cuestión.

El hecho de que las simulaciones del apartado 6.1.1 ajusten las medidas reales es el mejor indicativo de que los valores son correctos.

Sin embargo, en el apartado 6.2 un análisis cualitativo de los valores obtenidos permite validar la topología y el propio proceso de cálculo.

	Fase U	Fase V	Fase W
	M.N.B.F		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarBajaFrec.m, apartado VI.1		
Rango Frecuencia (Hz)	[1-2000]	[1-2000]	[1-2000]
Nº de puntos nbmf	201	201	201
Ln X (Henrios)	183,1504	399,8045	185,3597
CHV X (nFaradios)	0,7452	0,6648	0,7356
Rn X (MΩ)	2,400	12,124	2,3
Error de ajuste (%)	13,3053	15,4340	13,3053
	M.N.A.F		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarRdLdserie.m, apartado VI.2 sobre medidas EtE Open lado HV		
Rango Frecuencia (kHz)	[2 – 2,89]	[2 – 2,89]	[2 – 2,89]
Nº de puntos nafI	17	17	17
Ld X (Henrios)	4,0227	5,5128	5,0427
Rd _x (kΩ)	11,690	10,154	11,690
Error de ajuste (%)	8,19	10,05	8,19
	M.A.A.F para HV		
Algoritmo de Cálculo	MinErrRelativoPonderado.m, apartado VI.3 sobre medidas EtE Open lado HV		
Rango Frecuencia (kHz)	[10-335]	[10-335]	[10-335]
Nº de puntos nafII	239	239	239
Lej X, j=1 (mH)	3,9218	3,8539	3,4211
Cej X, j=1 (nF)	6,5838	6,5602	6,5721
Rej X, j=1 (kΩ)	7,412	7,895	7,296
Lej X, j=2 (mH)	3,9414	4,0031	3,9612
Cej X, j=2 (nF)	8,0919	8,2197	8,1528
Rej X, j=2 (kΩ)	5,339	5,762	5,391
Error de Ajuste (%)	7,09	6,92	6,36

	M.A.A.F para LV		
Algoritmo de Cálculo	MinErrRelativoPonderado.m, apartado VI.3 sobre medidas EtE Open lado LV		
Rango Frecuencia (kHz)	[100,237-1.150,00]	[100,237-1.150,00]	[100,237-1.150,00]
Nº de puntos nafll	107	107	107
La X (mH)	0,51817	0,48074	0,50038
CLV X (nF)	0,4222	0,3959	0,4038
Ra _x (kΩ)	12,55	12,47	12,51
Lej X, j=1 (mH)	0,11057	0,11048	0,1256
Cej X, j=1 (nF)	42,904	42,673	42,316
Rej X, j=1 (kΩ)	57,9016	58,3497	57,8244
Lej X, j=2 (mH)	0,10204	0,11221	0,11832
Cej X, j=2 (nF)	794,94	8,00,23	795,37
Rej X, j=2 (kΩ)	169,6652	170,094	168,3945
Error de Ajuste (%)	4,53	4,97	4,07
	Parámetros Nx		
Algoritmo de Cálculo	Aplicación directa de Ecuación 36 sobre medidas Transfer		
Nx	33,50	33,49	33,50
	Parámetros Ci X		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarRCparaleloInterWinding.m, apartado VI.4 sobre medidas IW		
Rango Frecuencia (Hz)	[4083,48 - 10023,8]	[4083,48 - 10023,8]	[4083,48 - 10023,8]
Nº de puntos n	39	39	39
Ci X (nFaradios)	0,1186	0,1170	0,1181
Ri X (MΩ)	9,5154	9,7209	9,649
Error de ajuste (%)	0,7125	0,8885	0,7374

Tabla 5. Valores obtenidos para los parámetros del modelo del transformador prototipo. Resultado de aplicación del Procedimiento de Cálculo de Parámetros

6.2 Validación de la Topología.

La topología del circuito del modelo queda validada en el apartado anterior al demostrarse que es capaz de simular las distintas medidas del ensayo FRA.

Sin embargo en este apartado se pone de manifiesto la relación entre la estructura del circuito y el comportamiento del transformador, fundamento para la utilización del modelo como herramienta de diagnóstico.

Independientemente del rango en frecuencia y por tanto del submodelo analizado, el modelo completo a través de su topología, es capaz de representar los distintos fenómenos electromagnéticos analizados en el Capítulo 4 basándose en los siguientes principios:

- El campo magnético se representa por parámetros inductivos, L . La conexión serie de inductancias representa flujos magnéticos de la misma fuente que se bifurcan por caminos alternativos en paralelo. Por el contrario la malla constituida por parámetros inductivos conectados en paralelo representa un nudo de confluencia de varios flujos magnéticos.
- Las diferencias de valor entre los distintos parámetros inductivos representan caminos magnéticos distintos, debido a un cambio en la permeabilidad del medio o del recorrido del flujo.
- El campo eléctrico se representa por parámetros capacitivos, C . Conectados en paralelo con un parámetro L representa la coexistencia, para una rango de frecuencias de campo eléctrico y magnético. En general a baja frecuencia persiste el efecto magnético y a alta el efecto eléctrico.
- Las pérdidas se representan por un parámetro resistivo R , normalmente en paralelo con el parámetro L y C representativo del campo que provoca las pérdidas.
- La predominancia de unos campos sobre otros en los distintos rangos en frecuencia se manifiestan en el modelo a partir de los mecanismos de Opacidad y Predominancia de unos submodelos sobre otros.

6.2.1 Comportamiento a Baja Frecuencia.

La respuesta FRA en Baja frecuencia está determinada exclusivamente por el campo magnético en el núcleo del transformador.

Las siguientes observaciones demuestran que este fenómeno esta simulado en el modelo únicamente por el M.N.B.F:

- El almacenamiento de energía magnética que provoca el campo se representa simultáneamente por los tres parámetros $L_n X$ correspondientes a las 3 columnas del núcleo trifásico.
- Las pérdidas por histéresis y Foucault que provoca el campo se representa simultáneamente por los tres parámetros $R_n X$ correspondientes a las 3 columnas del núcleo trifásico.
- El acoplamiento magnético entre fases se representa por la conexión en Δ de los tres parámetros $L_n X$, tal y como se muestra en el circuito de la Figura 44. La 2ª ecuación de Kirchoff en la que la suma de tensiones en la malla del triángulo debe ser cero equivale a la

ecuación magnética que obliga a que la suma de los tres flujos que discurren por las columnas del núcleo trifásico también se anulen.

- El acoplamiento magnético entre arrollamientos de la misma fase se simula mediante la conexión del secundario del transformador ideal del arrollamiento a la misma inductancia $L_n X$. De esta forma, los distintos arrollamientos concéntricos comparten la misma tensión que en términos magnéticos equivale a ser atravesados por el mismo flujo.
- Las dos columnas laterales del núcleo trifásico son constructivamente iguales y presentan una mayor reluctancia que la columna central. En términos del modelo esto se traduce en que los parámetros $L_n U$ y $L_n W$ (183,15 y 185,36 H respectivamente en los resultados experimentales del apartado 6.1) son iguales y menores a $L_n V$ (399,8045 H).
- La respuesta en frecuencia medida representa una impedancia predominantemente inductiva, igual a la del M.N.B.F. En el ejemplo de la Figura 80 se muestra como la zona de influencia del campo magnético del núcleo, representado por la leyenda “ $L_n X$ acopladas”, presenta una fase de $+90^\circ$ inductivos. La fase menor a 90° en algunos puntos es debida a la presencia del parámetro $R_n X$.
- El aumento de la frecuencia implica un aumento del valor del módulo de la impedancia predominantemente inductiva del M.N.B.F. Por eso el módulo presenta pendiente positiva en la Figura 80 en la zona de baja frecuencia. En términos magnéticos se traduce en la necesidad de una inducción menor para generar la misma f.e.m.
- Los valores de los parámetros del resto de submodelos conectados en serie con el M.N.B.F. son significativamente menores a los obtenidos para los parámetros $L_n X$. En los resultados experimentales del apartado 6.1, $L_d U$ toma un valor de 4,0227 H frente a los 183,15 H de $L_n U$. Esta comparación cuantitativa justifica que el resto de submodelos presenten opacidad serie al M.N.B.F. y por tanto en baja frecuencia su efecto sea despreciable en el modelo completo. En términos magnéticos esta conclusión implica que a baja frecuencia el único fenómeno de interés es el campo magnético por el núcleo, mientras que el resto de campos discurren por distintas estructuras, aunque presentes, pueden despreciarse frente al primero.

El hecho de que los parámetros del modelo sean concentrados, constantes e independientes de la tensión y frecuencia aplicada implican que la simulación del comportamiento del campo magnético en el núcleo por medio de la topología del M.N.B.F. es válida si se supone un comportamiento lineal de la chapa magnética. En definitiva, el modelo desarrollado es de Pequeña Señal, lo cual es característico de un modelo en frecuencia.

Sin embargo, si la realidad es de Gran Señal el comportamiento del núcleo presenta una dependencia con la corriente de excitación generadora del flujo dada por el ciclo de histéresis del material ferromagnético. Como consecuencia, la permeabilidad μ del material presenta un carácter altamente no lineal con la frecuencia y tensión del ensayo, incluso para los reducidos valores eficaces de medida del ensayo FRA.

Dependencia del comportamiento del núcleo con la tensión de ensayo.

Para demostrar el efecto de esta no linealidad en el ensayo FRA se han realizado varias medidas experimentales sobre el transformador prototipo para distintos valores de tensión de entrada V_{in} , desde 0,1 Vrms hasta 10 Vrms.

En la Figura 70 se muestran los resultados obtenidos. Se puede observar como a medida que aumenta la tensión a la que se somete el arrollamiento ensayado, el módulo de la impedancia aumenta,

mientras que el carácter inductivo no sufre grandes cambios, como demuestran los valores de la fase cada vez más próximos a $+90^\circ$. Este fenómeno no puede ser explicado por una variación de los efectos resistivos con la frecuencia, sino con una variación de la permeabilidad equivalente debido a las diferentes excursiones del flujo en la curva de histéresis. El resultado es un valor de la inductancia magnetizante cambiante con el nivel de tensión aplicado.

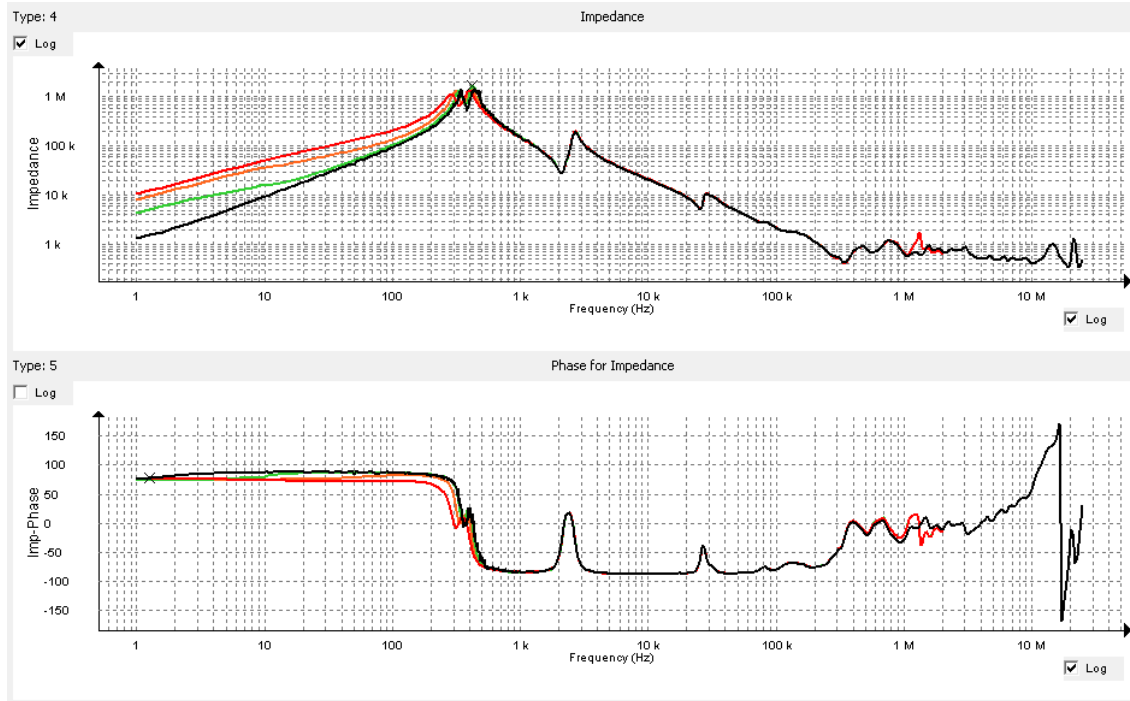


Figura 70. Comparativa de 4 medidas EtE Open fase U en transformador prototipo para 4 tensiones de ensayo V_{in} distintas. En negro $V_{in}=0.1$ Vrms, en verde $V_{in}=1$ Vrms, en naranja $V_{in}=5$ Vrms y en rojo $V_{in}=10$ Vrms.

La consecuencia más relevante de esta dependencia se refleja en el comportamiento de la medida desde baja tensión, que está más afectada por la no linealidad del núcleo.

Otra forma de comprobarlo es mediante las medidas en los diferentes lados de una fase. Suponiendo un comportamiento lineal, la impedancia medida desde un arrollamiento de baja tensión debe ser igual a la de su arrollamiento concéntrico de alta tensión, dividida por la relación de transformación al cuadrado Nx^2 .

Experimentalmente se ha comprobado que esta condición es válida únicamente si la medida se realiza con tensiones de entrada V_{in} suficientemente bajas.

En la Figura 71 se comprueba como para $V_{in}=0.01$ Vrms (curvas en negro) la medida de LV (inferior) en baja frecuencia es una copia a la de HV (superior) donde únicamente cambia el módulo. Sin embargo, para situaciones no lineales con $V_{in}=10$ Vrms (curvas en rojo), la medida desde LV (inferior) pierde incluso el doble pico característico de baja frecuencia, que sí se encuentra en HV (curva superior).

La razón por la que las medidas desde los arrollamientos de baja tensión están más sometidas a los efectos de la no linealidad, es relativa a la corriente de medida. Como la tensión de entrada de medida V_{in} es constante, la menor impedancia de LV implica una corriente de medida I_{in} mayor y por tanto una mayor probabilidad de someter al núcleo a un ciclo de histéresis mayor y por tanto con pérdida de linealidad.

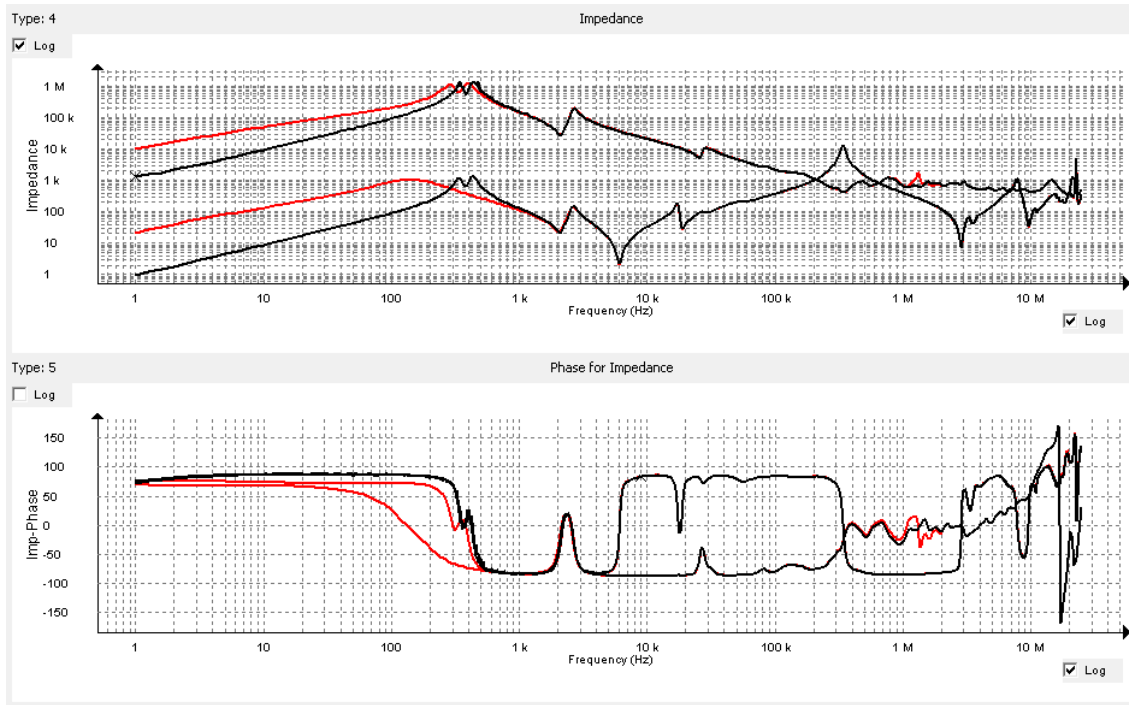


Figura 71. Comparativa de 4 medidas EtE Open fase U en HV y LV en transformador prototipo para 2 tensiones de ensayo V_{in} distintas. En negro $V_{in}=0.01$ Vrms, medida HV (superior) y LV (inferior). En rojo $V_{in}=10$ Vrms, medida HV (superior) y LV (inferior).

Dependencia del comportamiento del núcleo con la frecuencia de ensayo.

La frecuencia de medida constituye el segundo factor que implica un comportamiento no lineal en el núcleo.

En la Figura 72 se representan por separado los parámetros R y L de la impedancia de la medida HV para $V_{in}=10$ Vrms de la Figura 71 en su forma paralelo

$$\vec{Z} = \frac{R+j\omega L}{R+j\omega L}.$$

Se comprueba experimentalmente como ambos parámetros dependen de la frecuencia.

La disminución de la inductancia L con la frecuencia se explica por el cambio en la permeabilidad μ del material magnético del núcleo provocada por dos mecanismos que actúan simultáneamente, de nuevo el efecto no lineal del núcleo y la disminución de penetración del flujo por efecto de las pérdidas.

La relación de la no linealidad y la frecuencia en la permeabilidad μ se pueden explicar con un análisis cuantitativo:

El circuito de medida FRA²⁰ establece la siguiente relación:

$$V_{in} = (Z_t + R_{medida}) * I_{in}$$

²⁰ Véase el esquema de medida en la Figura 18, entre otras.

Donde Z_t es la impedancia vista entre los dos terminales del transformador.

Para las condiciones habituales del transformador en baja frecuencia se cumple que:

$$|Z_t| \gg |R_{medida}| = 50\Omega$$

Por lo que se establece la siguiente aproximación:

$$V_{in} \approx Z_t * I_{in}$$

A medida que aumenta la frecuencia, el módulo de la impedancia del transformador Z_t en baja frecuencia es mayor. Para que se cumpla la ecuación anterior y que la magnitud de la tensión de entrada V_{in} sea constante como fija el ensayo FRA, la corriente de excitación I_{in} debe disminuir.

Debido a la dependencia de la permeabilidad μ del núcleo con la corriente de excitación, se demuestra que el cambio en la frecuencia provoca una variación también en la inductancia L .

El segundo efecto, analizado en [44] y [100] y [121], se debe a las corrientes de Foucault que aparecen en la chapa magnética. Estas generan un contraflujo B que contrarresta la densidad de flujo que existiría en ausencia de las corrientes de pérdidas.

Este fenómeno se agrava con la frecuencia provocando que la densidad de flujo efectiva presente en el material magnético se reduzca, efecto que se representa con una disminución de la capacidad de almacenamiento magnético y consecuentemente con una disminución del parámetro L que lo representa.

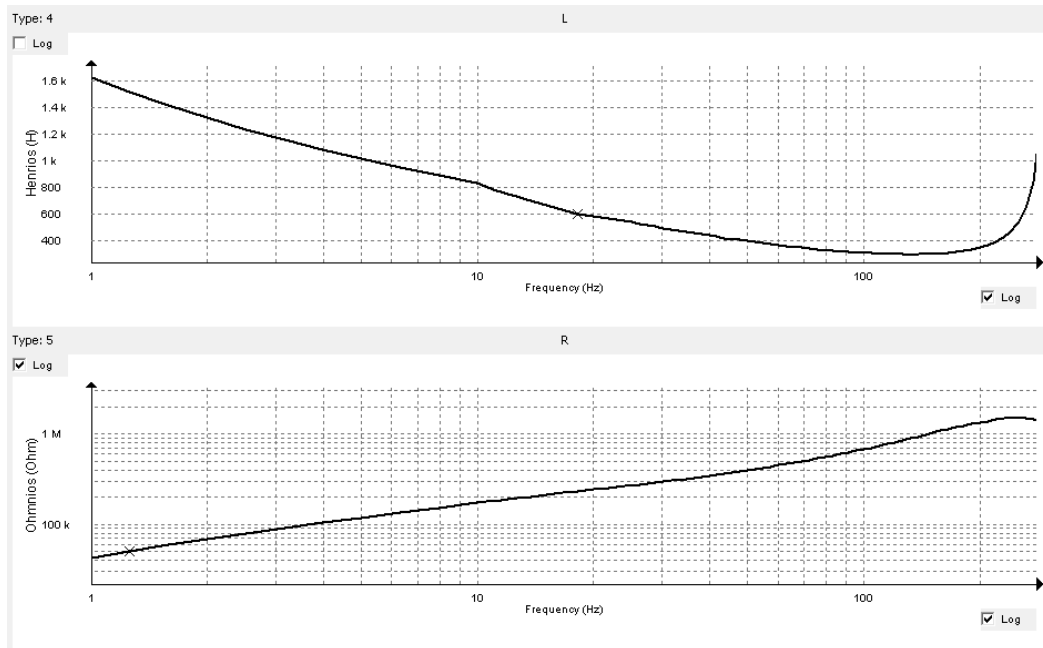


Figura 72. Representación de baja frecuencia de la Impedancia de la medida EtE Open fase U HV para $V_{in}=10\text{rms}$ en forma de parámetro L (H) (gráfica superior) y R (Ω) (gráfica inferior) paralelo.

De los resultados anteriores se puede deducir que un menor nivel de tensión de excitación implica un comportamiento más lineal del núcleo.

En la Figura 73 se muestra el parámetro L de las medidas de la Figura 71. Se puede observar como la inductancia medida es más constante y por tanto menos dependiente con la frecuencia en los casos en los que la tensión de medida fue de 0.01 Vrms.

En la Tabla 6 se muestra el análisis numérico de la variación de la L entre su valor máximo y mínimo para el rango entre 10 y 100 Hz. Se comprueba que la variación es significativamente menor para el caso en el que la tensión de entrada es reducida.

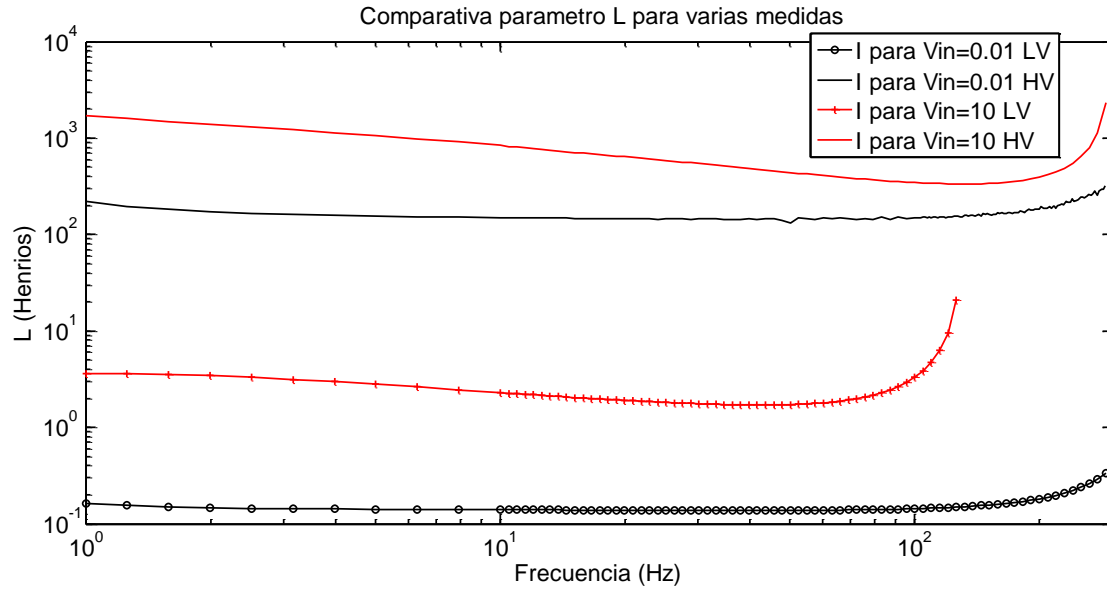


Figura 73. Comparativa de la inductancia de las distintas medidas de la Figura 71 para distintos niveles de tensión de entrada

Medida	Vin= 0.01 Vrms		Vin= 10 Vrms	
	HV	LV	HV	LV
Variación de L (%)	15.41	4.06	93.52	136.59

Tabla 6. Comparativa numérica de la variación de la inductancia para medidas con distinto nivel de tensión de excitación, V_{in} .

Atendiendo a los resultados se puede concluir que la topología del modelo es válida para un comportamiento lineal del núcleo. Esta situación se puede conseguir fácilmente sin más que asegurar unos niveles de tensión reducidos en la medida.

6.2.2 Comportamiento a Frecuencias Medias

La respuesta FRA en Frecuencias medias está determinada por el campo eléctrico a lo largo de los arrollamientos. El efecto de este campo está representado exclusivamente por el M.A.M.F para cada uno de los arrollamientos. Los principales rasgos de su comportamiento son:

- La energía eléctrica del campo se almacena en las capacidades C_{HV} y C_{LV} .

- En un transformador sano con los arrollamientos constructivamente iguales, el valor de su capacidad $C_{HV} X$ o $C_{LV} X$ debe ser igual en las tres fases. En los resultados experimentales del ejemplo mostrado se comprueba que $C_{HV} X$ vale 0.75, 0.66 y 0.74 nF para las fases U, V y W respectivamente.
- Como la capacidad del arrollamiento depende principalmente del dieléctrico y su longitud, los arrollamientos de baja tensión, normalmente del mismo material y longitud que los de alta tensión, deben presentar valores de $C_{LV} X$ del mismo orden de magnitud que $C_{HV} X$. En los resultados experimentales $C_{LV} X$ vale 0.42, 0.40 y 0.40 nF para las fases U, V y W respectivamente.
- A pesar de su valor similar, las capacidades $C_{LV} X$ no tienen efecto en la medida desde alta ya que su impedancia reflejada toma la forma $\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{LV} X} \cdot N_x^2$ con $N_x > 1$ por lo que se puede considerar un circuito abierto y presentar por tanto opacidad paralelo.
- La diferencia de potencial generadora del campo eléctrico proviene directamente de la tensión V_{in} de excitación o de la tensión inducida por el campo magnético acoplado por el núcleo ya que el M.A.M.F de cada arrollamiento está en paralelo con la inductancia $L_n X$ del M.N.B.F.
- Existe un rango de frecuencias, denominado “Resonancia M.N.B.F y M.A.M.F” en la Figura 80 en la que la respuesta del modelo está determinada conjuntamente por el M.N.B.F y M.A.M.F. En términos de campo equivale a una coexistencia del campo magnético por el núcleo y el eléctrico por cada arrollamiento.
- En el rango de frecuencias medias, la impedancia del modelo está determinada exclusivamente por los M.A.M.F de los arrollamientos de alta. Los parámetros $L_n X$ del M.N.B.F presentan opacidad paralelo. En términos de campos se traduce en una predominancia del campo eléctrico frente al magnético.
- En el rango de alta frecuencia, la impedancia del M.A.M.F tiende a cero y se puede considerar un cortocircuito, por lo que anula la presencia del M.N.B.F en este rango provocándole una opacidad paralelo. En términos de campo, la disminución de impedancia del dieléctrico obliga a una demanda mayor de corriente, provocando la situación de cortocircuito virtual analizada en el apartado 4.1 del Capítulo 4.
- A pesar de la preponderancia del campo eléctrico frente al magnético, sigue existiendo un acoplamiento por el núcleo en base al cual la medida desde una fase refleja no solo la capacidad $C_{HV} X$ propia sino también las de los arrollamientos de las otras dos fases. Este fenómeno está representado por el circuito de la Figura 45 y da como resultado una zona de influencia capacitiva denominada “ $C_{HV} X$ acoplados” en la Figura 80. La capacidad medida en esta zona vale 1.171 nF y 1.1234 nF para la fase U y V respectivamente para la V que corresponde, con un 6,16 % y 8,09 % de error, con las capacidades equivalentes del circuito de la Figura 45 cuando se miden desde la fase U (1,1 nF) y V (1,03 nF) respectivamente.

6.2.3 Comportamiento a Alta Frecuencia I.

La respuesta FRA en el rango de Alta Frecuencia I, -AFI-, está determinado por el campo eléctrico a lo largo de los arrollamientos y el campo magnético que se cierra por el núcleo y el dieléctrico contiguo a los arrollamientos.

Este comportamiento se simula en el modelo mediante la interacción del M.N.A.F y el M.A.M.F, con las siguientes particularidades:

- La impedancia $Z_d X$ que constituye el M.N.A.F está formada por $L_d X$ y $R_d X$. Estos parámetros representan el almacenamiento de energía magnética y pérdidas respectivamente en el volumen definido por el campo que discurre por el núcleo y el dieléctrico contiguo al arrollamiento. Este campo es propio del arrollamiento y no abarca ningún otro, no permitiendo el acoplamiento entre fases.
- El camino magnético presenta una reluctancia mucho mayor que el que discurre exclusivamente por el núcleo. Equivalentemente, los parámetros $L_d X$ son menores que los $L_n X$. Experimentalmente se comprueba que los valores de $L_d X$, 4,02, 5,51 y 5,04 H para fases U, V y W son dos órdenes de magnitud menores a los de $L_n X$.
- Los parámetros $Z_d X$ del M.N.A.F están en serie con los $Z_n X$ del M.N.B.F, por tanto la tensión que cae en ambos elementos está repartida. En términos de campo esto implica que el flujo total generado por un arrollamiento se reparte entre aquel que discurre por el núcleo y el que lo hace por el núcleo-dieléctrico.
- La diferencia entre los valores de los parámetros que constituyen el M.N.B.F y el M.N.A.F implican que el campo magnético por el núcleo es de mayor importancia, debido a la menor reluctancia, que el que discurre por núcleo-dieléctrico. Este efecto está representado en el modelo por una opacidad serie del M.N.A.F frente al M.N.B.F, pudiéndose considerar un cortocircuito en baja frecuencia.
- El campo por el camino núcleo-dieléctrico únicamente tendrá la misma o mayor relevancia que el campo por el núcleo en dos situaciones:
 - Con una fase cortocircuitada. En este caso, el modelo simula esta situación mediante una conexión física por la cual el parámetro $Z_d X$ del M.N.A.F se coloca en paralelo con el $Z_n X$ del M.N.B.F de la fase cortocircuitada. Debido al menor valor de $Z_d X$, el parámetro $Z_n X$ presenta opacidad paralelo. En términos de campos el hecho de que dos elementos inductivos estén en paralelo implica que comparten el mismo flujo, situación que se debe dar en el cortocircuito para que se compensen y la tensión total inducida sea nula.
 - Con un cortocircuito virtual. A partir del rango de frecuencias medias, la impedancia de las capacidades $C_{HV} X$ son menores que las de $Z_n X$. En ese caso se produce la misma situación que la de fase cortocircuitada expuesta en el párrafo anterior. El modelo completo toma el equivalente de la Figura 47. La respuesta desde cualquier fase es una interacción entre los parámetros $Z_d X$ y $C_{HV} X$ cuya representación se detalla en la Figura 80 con la leyenda “Interacción $L_d X$ - $C_{HV} X$ ”.
- A su vez, el campo por el camino núcleo-dieléctrico pierde relevancia en beneficio del campo eléctrico por el arrollamiento al aumentar la frecuencia en el rango de alta frecuencia I. En ese caso la impedancia del parámetro $C_{HV} X$ presenta un valor más bajo que el resto del modelo que se conecta en paralelo, presentando opacidad paralelo. Esta situación permite que la impedancia del modelo completo dependa exclusivamente del parámetro $C_{HV} X$ del arrollamiento medido localizable en la respuesta de la Figura 80 con la leyenda “ $C_{HV} X$ propio”.
- El parámetro $L_d X$, debido a que depende de un flujo magnético que en parte se distribuye por el núcleo, presenta una dependencia con la frecuencia, aunque mucho menos acusada que en el caso de $Z_n X$. En la Tabla 7 se muestran los resultados del modelo del transformador prototipo y como varía el valor de $Z_d X$. A pesar de esta variación, la calidad del ajuste es adecuada, como demuestra la Figura 74 y Figura 75.

	Fase U	Fase V	Fase W
Rango Frecuencia (kHz)	[2 – 2,89]	[2 – 2,89]	[2 – 2,89]
Nº de puntos nafl	17	17	17
Rango de Variación de $L_{d_{med}}$ (Henrios)	[3,79737 - 4,19651]	[5,45027 - 5,81215]	[4,81738 - 5,21653]
L_d (Henrios)	4,0227	5,5128	5,0427
Error para L_d (%)	2,53	1,81	2,02
Rango de Variación de $R_{d_{med}}$ (k Ω)	[7.286 - 21.032]	[5.333 - 20.018]	[8.236 - 21.982]
R_d (k Ω)	11.690	10.154	11.690
Error para R_d (%)	26,99	40,30	24,72
Error para Z_d (%)	8,19	10,05	8,19

Tabla 7. Relación de resultados del cálculo de los parámetros del M.N.A.F aplicado a los datos experimentales del transformador prototipo.

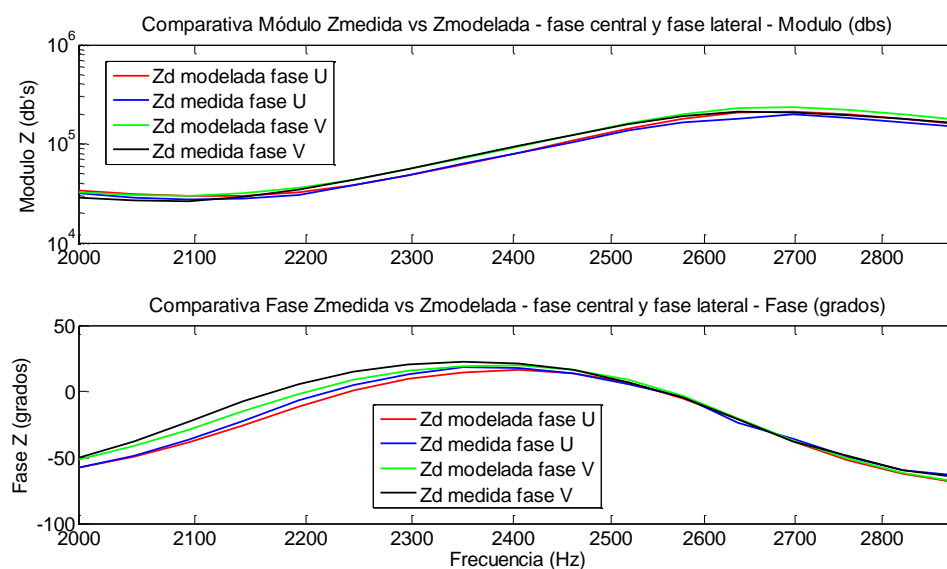


Figura 74. Comparativa entre impedancia medida y modelada para el ancho de banda de alta frecuencia I, AFI de nafl puntos en fase central y lateral. Módulo en gráfica superior y Fase en la inferior.

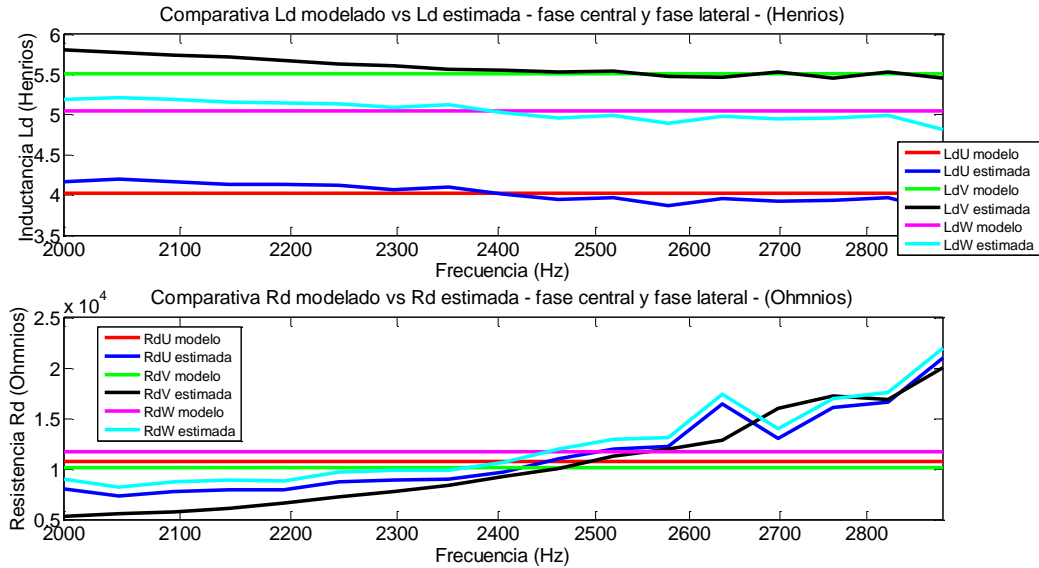


Figura 75. Comparativa entre parámetro Ld (gráfica superior) y Rd (gráfica inferior) medido y modelado para las tres fases del transformador prototipo.

6.2.4 Comportamiento a Alta Frecuencia II.

La respuesta FRA en el rango de Alta Frecuencia II, -AFII -, está determinada exclusivamente por el campo electromagnético alrededor del dieléctrico contiguo al arrollamiento medido.

El submodelo del M.A.A.F para el arrollamiento es capaz de representar íntegramente ese fenómeno en base a las siguientes afirmaciones:

- Las impedancias del resto del modelo constituido por el M.N.B.F y M.N.A.F adquieren un valor tan elevado que pueden considerarse circuitos abiertos. Como el M.A.A.F está conectado en paralelo es preponderante en la respuesta en el AFII. En términos de campo, implica que en el dieléctrico, ampliamente estudiado en los modelos de los arrollamientos para alta frecuencia, [52], [67], está presente en todo el ancho de banda de medida aunque en baja frecuencia no tiene importancia debido a su reducida magnitud en comparación con el campo almacenado en el núcleo magnético. A medida que aumenta la frecuencia el efecto del núcleo se anula, [160]. En la respuesta en frecuencia medida, la zona en la que el núcleo pierde influencia se puede localizar a partir del rango en que las medidas EtE Open y EtE SC se igualan (a partir de 7,6 KHz en la medida de la Figura 77) o la medida Transfer deja de ser constante, tal y como se muestra en la Figura 76.
- En el estado sano del transformador, las respuestas de los arrollamientos de las tres fases, suponiendo el caso general en el que son constructivamente iguales, deben ser iguales. En el modelo implica que los parámetros del M.A.A.F son muy similares entre arrollamientos del mismo lado de tensión. Adicionalmente, presentan un valor significativamente más reducido que en los modelos del núcleo M.N.B.F y M.N.A.F debido a la menor permeabilidad del medio dieléctrico que representan. Compruébese en los resultados experimentales de la Tabla 5.
- La reducida permeabilidad del dieléctrico impide que exista una trayectoria perfectamente trazada como en el núcleo ferromagnético. Por tanto las líneas de campo magnético toman diversos caminos, abrazando a todas las espiras del arrollamiento o concatenando grupos

reducidos. Cada una de estas trayectorias define un parámetro $L_a X$ para la que abarca el arrollamiento completo o $L_{ej} X$ para las que concatenan un grupo reducido de espiras. Definiendo la inductancia en la forma $L = \frac{N^2}{\Re}$ se deduce que los parámetros L del M.A.A.F serán mayores si representan un camino magnético que abarca un mayor número de espiras. Experimentalmente se puede comprobar en los resultados del M.A.A.F para LV de la Tabla 5 que el valor de $L_a X$ es mayor que cualquiera de los $L_{ej} X$.

- Siguiendo el razonamiento anterior, cada uno de los parámetros L se puede considerar como la inductancia de un arrollamiento independiente que tendrá un número menor de espiras cuanto menor sea el parámetro $L_{ej} X$. Este planteamiento implica que cada uno de estos arrollamientos presente también una capacidad $C_{ej} X$ asociada. Definiendo la capacidad en su forma $C = \frac{A \cdot \epsilon}{l}$ es inmediato deducir que un menor número de espiras implica una menor longitud l y por tanto una mayor capacidad. Experimentalmente se demuestra como los parámetros $C_{ej} X$ de mayor valor están asociados a los parámetros $L_{ej} X$ menores.

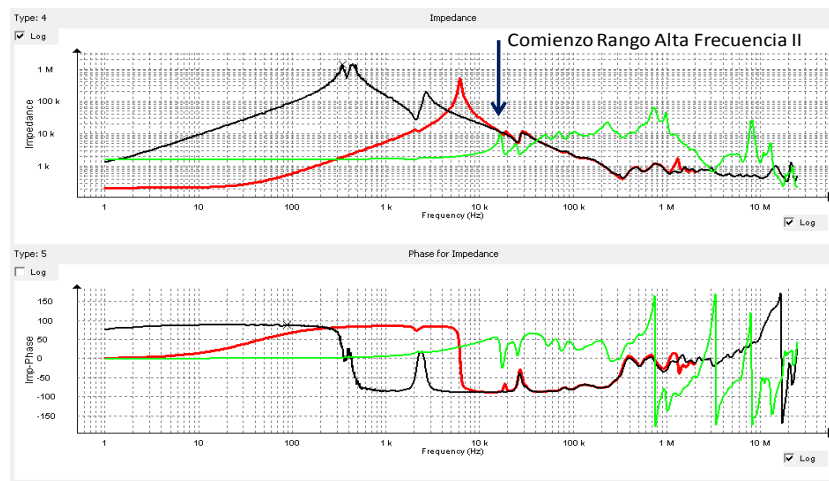


Figura 76. Medidas UUp del transformador prototipo EtE Open (negro), EtE SC con corto en arrollamiento LV en la misma fase (rojo) y Trnf (verde).

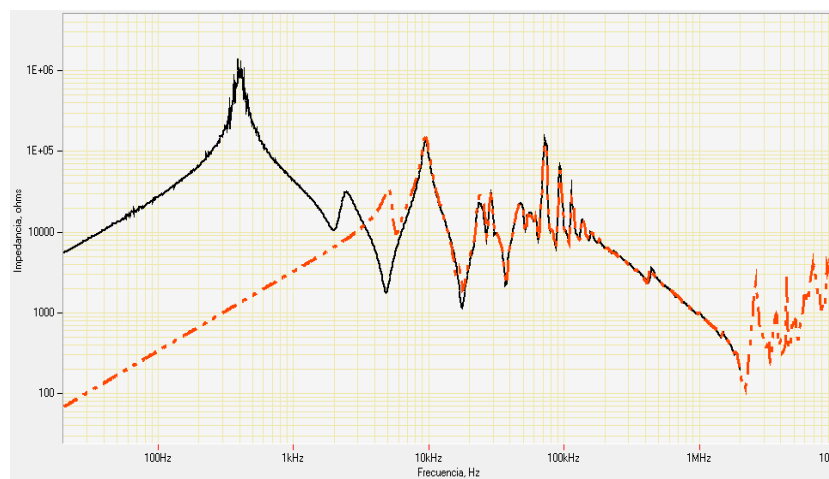


Figura 77. Medida experimental de autotransformador YYd 90 MVA 220/115/13.2 Kv N°: 560163 AT1 en la subestación Pance, (Valle del Cauca, Colombia). En negro, medida EtE Open, en roja EtE SC con corto en el terciario.

6.2.5 Comportamiento en Cortocircuito.

La medida en cortocircuito EtE SC es un ensayo que el modelo es capaz de simular perfectamente sin más que reproducir las condiciones que provocan el corto y sin necesidad de añadir ningún elemento adicional a la topología.

El cortocircuito provoca que en el arrollamiento cortocircuitado la tensión inducida sea cero. En consecuencia el flujo por la columna del núcleo de esa fase también se debe anular. En términos de campo magnético esta condición se consigue cuando el flujo que discurre por el núcleo-dieléctrico compensa el que discurre por el núcleo. En la medida en corto se anula por tanto la capacidad de almacenamiento de energía magnética en la fase cortocircuitada.

Esta situación se simula en el modelo cuando el parámetro $L_n X$, representativo del campo en el núcleo, queda en paralelo con $L_d X$, representativo del campo por el núcleo-dieléctrico. La impedancia paralelo resultante está predominada por $L_d X$ debido a su menor valor frente al de $L_n X$. La impedancia equivalente del M.N.B.F queda por tanto mermada por el cambio de $L_n X$ a $L_d X$ en la fase cortocircuitada.

Con el ejemplo experimental de la Figura 77 se demuestra que en el rango de baja frecuencia la medida Ete Open muestra la mayor impedancia y por tanto la mayor inductancia magnetizante. En el extremo opuesto, la medida Ete SC con dos fases cortocircuitadas presenta una inductancia 10 veces menor debido al cortocircuito del arrollamiento de las dos fases V y W.

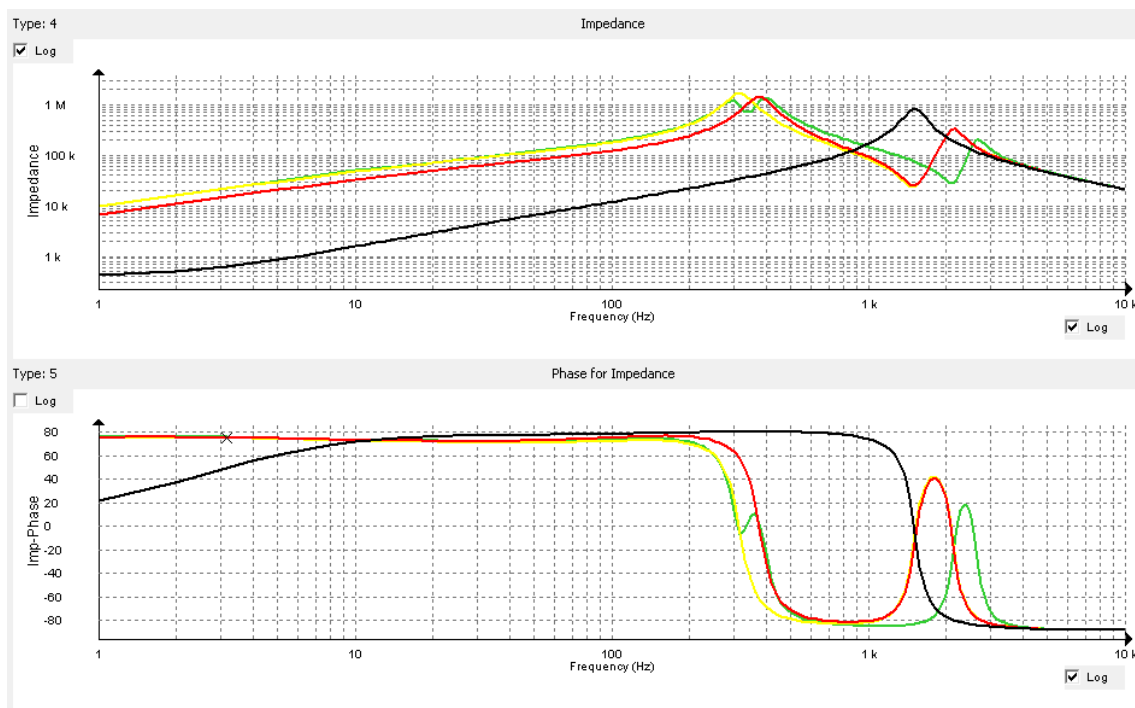


Figura 78. Medida UUp del transformador prototipo para Ete Open (verde), Ete SC en fase W (amarillo), Ete SC en fase V (rojo) y Ete SC en fase W y V (negro).

El efecto del cortocircuito no se limita al campo magnético por el núcleo y por tanto a baja frecuencia.

- En el rango de alta frecuencia I, influenciada por el campo eléctrico y correspondiente a la denominada “CHV X Acoplados” en la Figura 80, no se contabiliza la capacidad del arrollamiento cortocircuitado ya que se invalida la posibilidad de almacenamiento de energía eléctrica. El valor total de la impedancia capacitiva varía, tal y como se demuestra en la zona “Impedancia Capacitiva Acoplada” de la Figura 79 para las distintas trazas FRA correspondientes a las medidas en corto.
- En la zona de interacción del campo eléctrico y magnético (correspondiente a la denominada “Interacción L-C serie” en la Figura 79), se aprecia un aumento del carácter inductivo de la impedancia a medida que el número de arrollamientos cortocircuitados es mayor. Este efecto es debido a la imposibilidad del arrollamiento cortocircuitado en almacenar energía eléctrica pero si energía magnética ya que el arrollamiento en corto continúa funcionando como una bobinado el cual es capaz de generar un flujo por el núcleo-dieléctrico. En el modelo equivalente de la Figura 47 esta situación equivale a eliminar una capacidad y por tanto aumentar el carácter inductivo de la impedancia total.
- En la zona de influencia del campo eléctrico sobre el arrollamiento bajo medida (correspondiente a la denominada “Impedancia Capacitiva Propia” en la Figura 79), es lógico que las medidas EtE Open y EtE SC (sea cual sea la naturaleza del cortocircuito del resto de arrollamientos) coincidan, ya que la impedancia dependerá únicamente del arrollamiento medido y por tanto es independiente del resto de arrollamientos y de sus posibles condiciones de contorno, en este caso en abierto o cortocircuito. En el modelo la situación es simulada por el circuito equivalente de la Figura 47. Cuando la impedancia capacitiva de CHV X de la fase medida, en paralelo con el resto de las impedancias, es suficientemente baja y por tanto tiene predominancia en el modelo total.

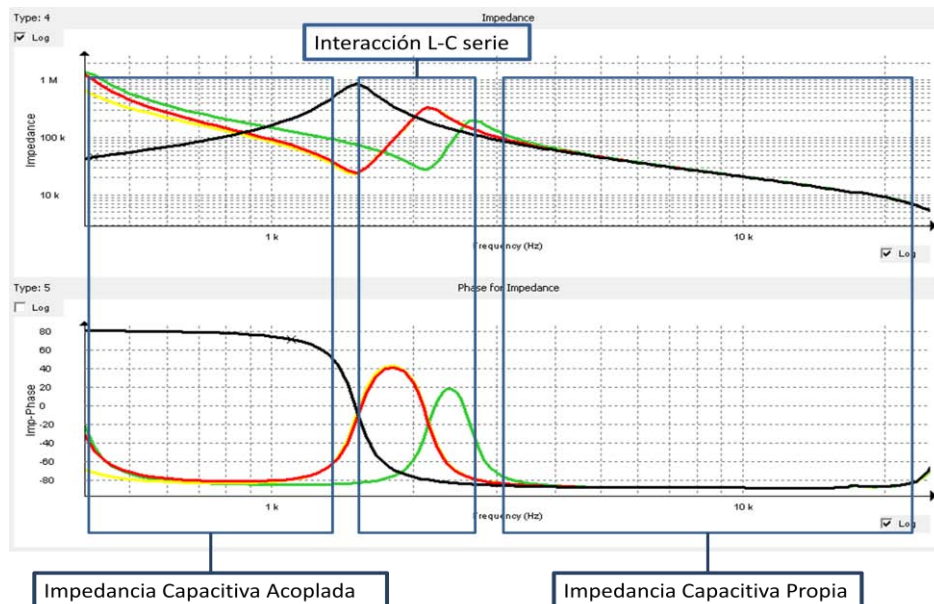


Figura 79. Medida UUp del transformador prototipo. EtE Open (verde), EtE SC con corto en WWp (amarillo), EtE SC con corto en VVp (rojo) y EtE SC con corto en WWp y VVp (negro)

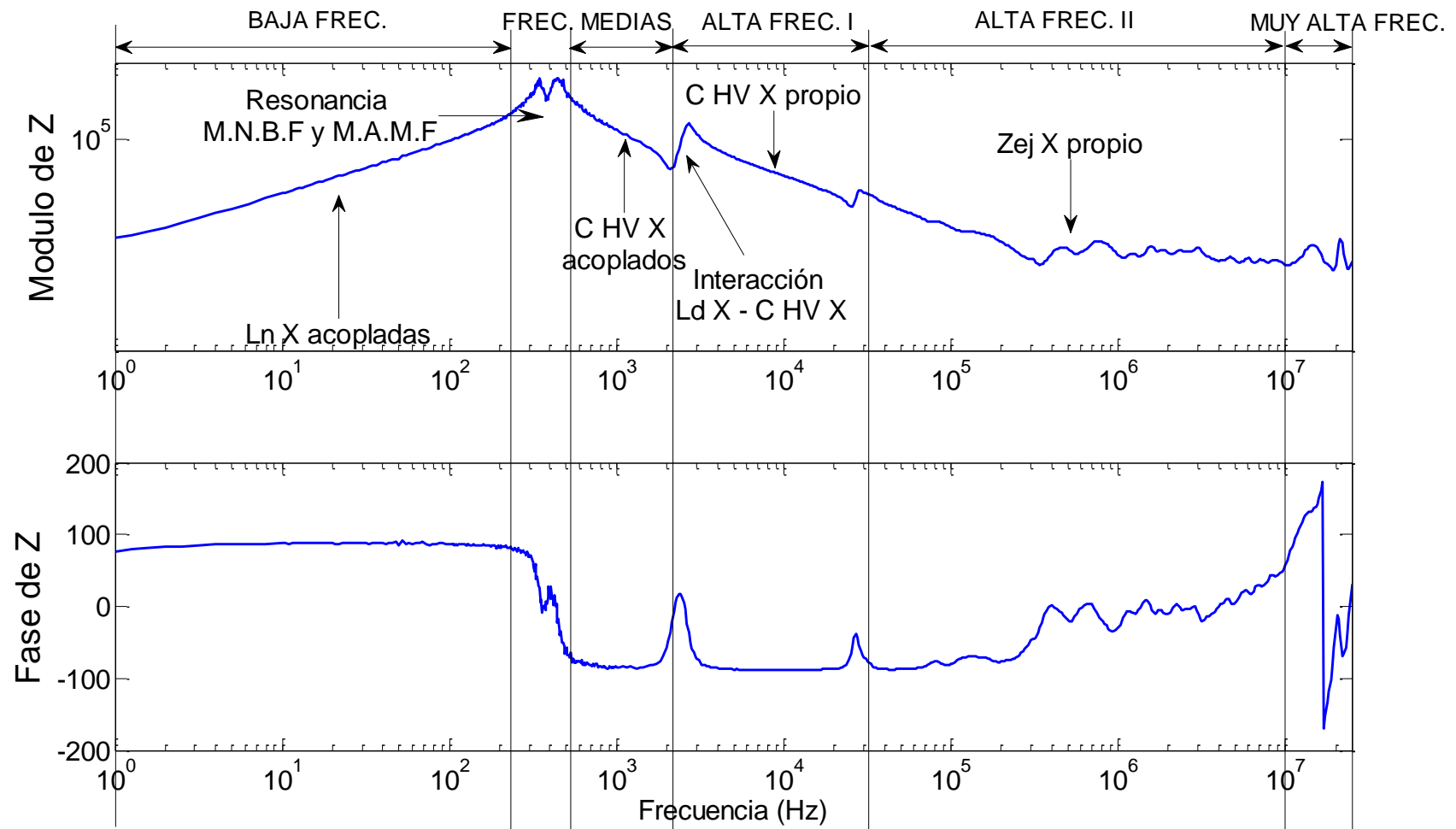


Figura 80. Respuesta en Frecuencia tipo con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo.

6.3 Validación de la Versatilidad del Modelo.

Una vez validada la capacidad de ajuste y topología del modelo, se procede a demostrar su versatilidad modelando:

- Medidas del transformador prototipo distintas y alternativas a las utilizadas en el proceso de cálculo de parámetros.
- Medidas del transformador prototipo para distintos grupos de conexión Dy, Yd, Dd.
- Comparación de los valores de C_{HV} X con simulaciones en elementos finitos.

6.3.1 Aplicación del Modelo a Medidas Alternativas. Configuración HV Y LV y.

La versatilidad del modelo queda demostrada porque es capaz de simular medidas y situaciones del transformador independientes de las que se utilizaron para su cálculo.

En el trabajo de investigación se han realizado más de 50 medidas estandarizadas o especialmente diseñadas para el trabajo sobre el transformador prototipo. Posteriormente se han obtenido las simulaciones del modelo para las mismas situaciones y los resultados han sido satisfactorios.

En la Figura 81 a la Figura 90 se muestran algunas de las medidas más significativas, especialmente ensayos de cortocircuito.

La comparación gráfica y los reducidos índices de error demuestran la capacidad del modelo para representar distintas situaciones y medidas.

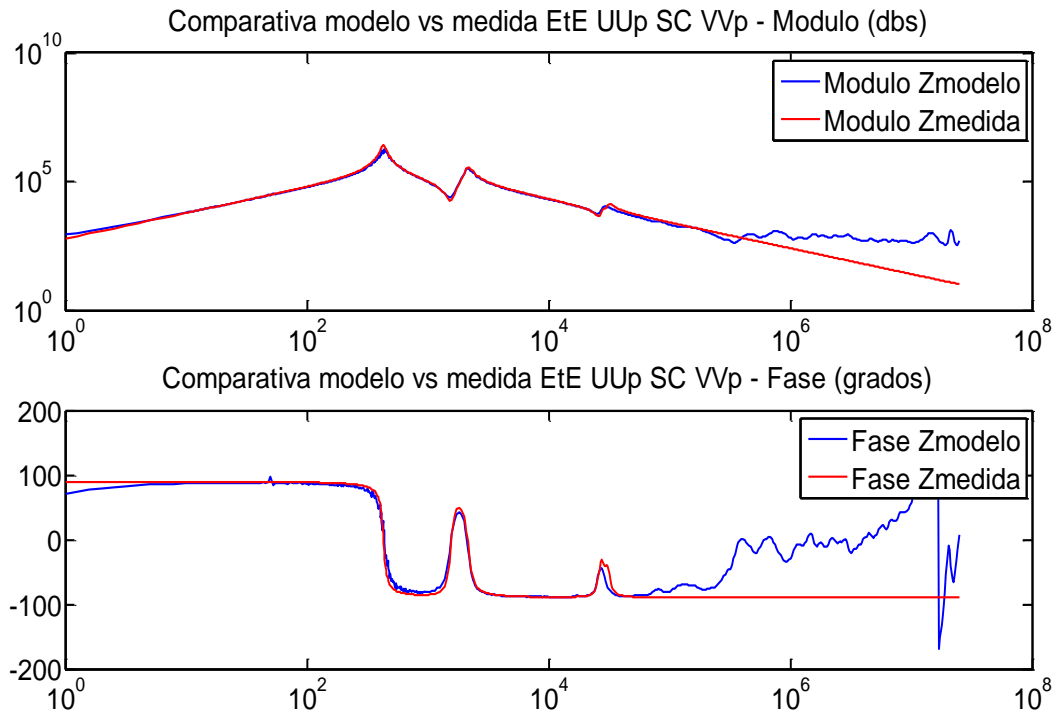


Figura 81. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UUp con corto en VVp. Error de Ajuste (%):15.4491

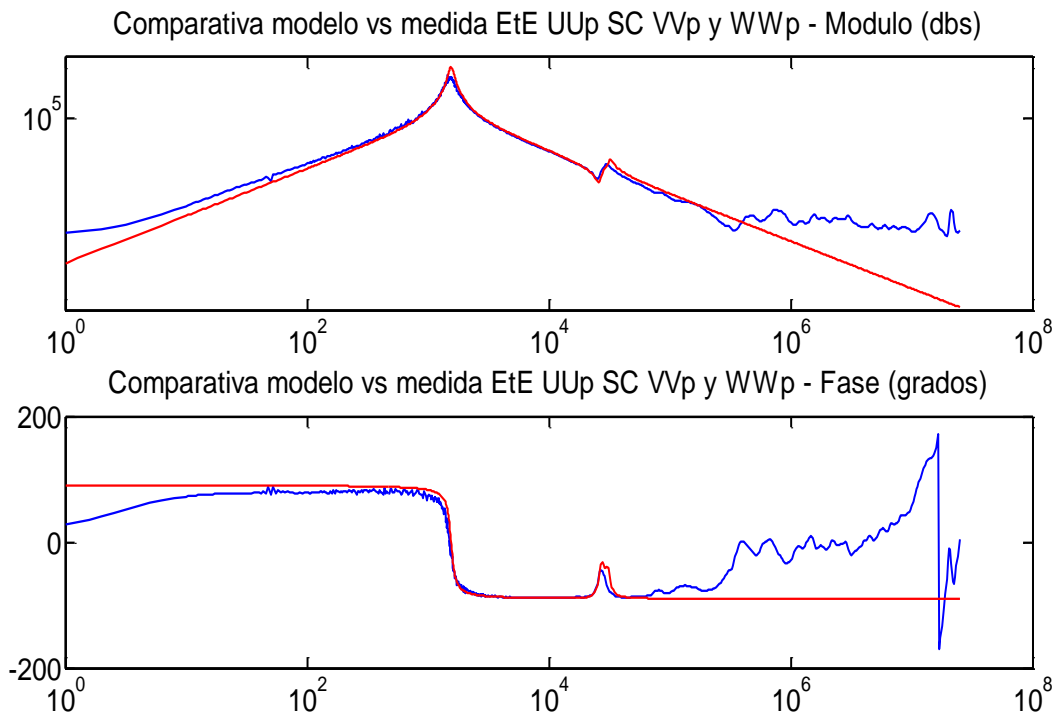


Figura 82. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UUp corto VVp y WWp. Error de Ajuste (%):22.7986

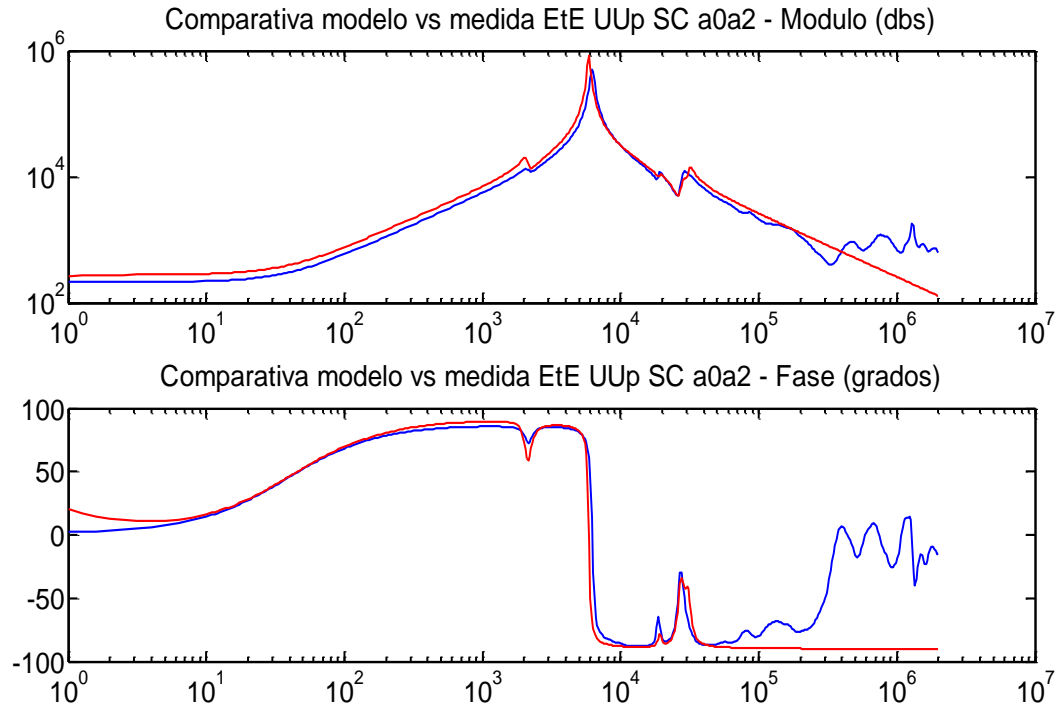


Figura 83. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UUp corto a0a2. Error de Ajuste (%): 18.493

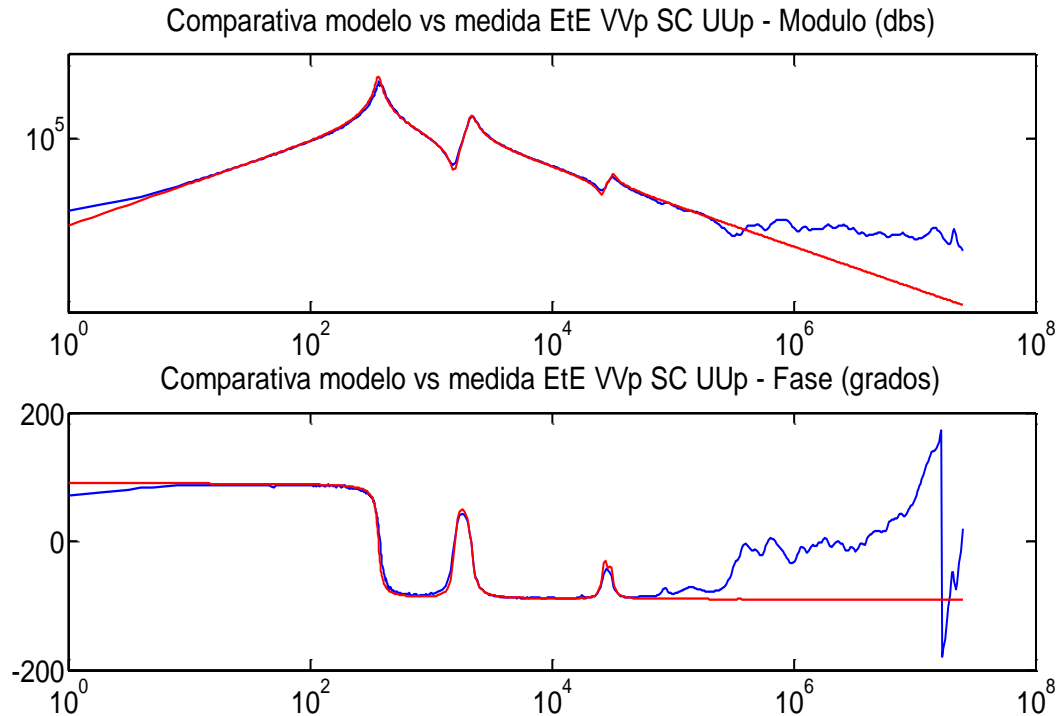


Figura 84. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VVp corto UUp. Error de Ajuste (%): 12.5891

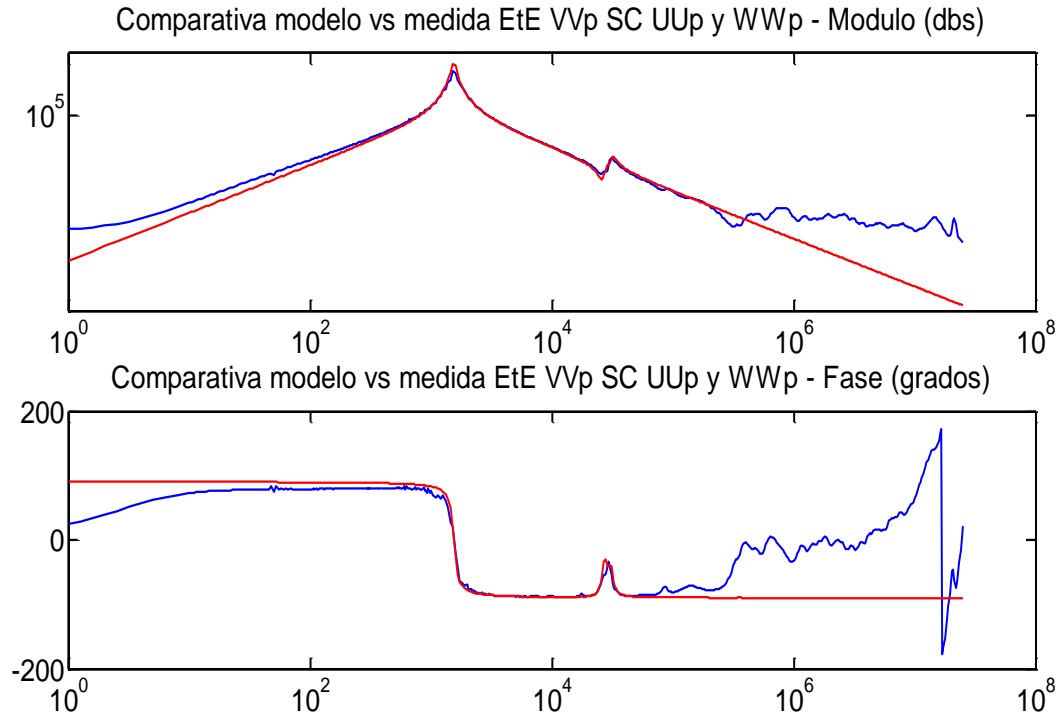


Figura 85. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VVp corto UUp y WWp. Error de Ajuste (%):11.1849

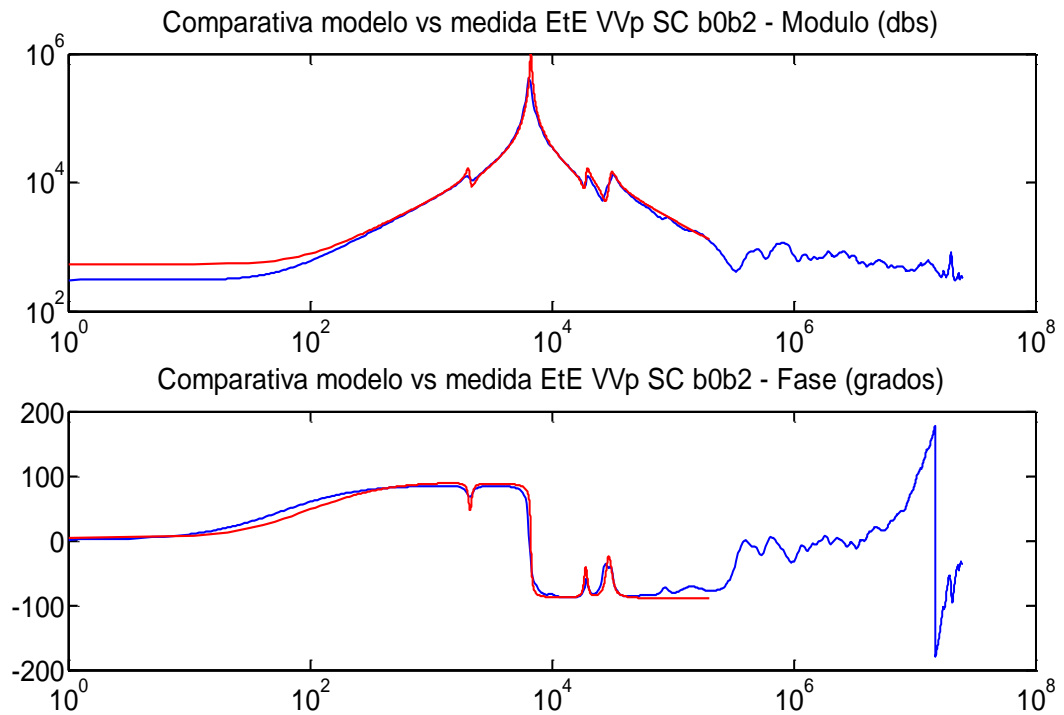


Figura 86. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VVp corto b0b2. Error de Ajuste (%): 10.274

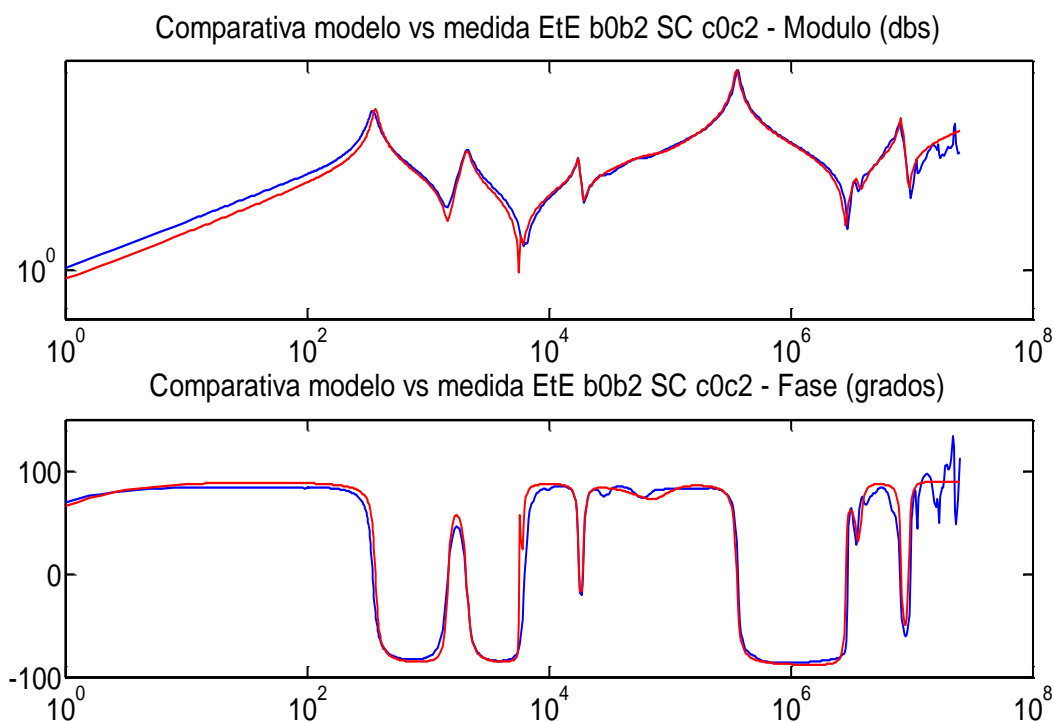


Figura 87. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. B0b2 corto c0c2. Error de Ajuste (%):19.9590

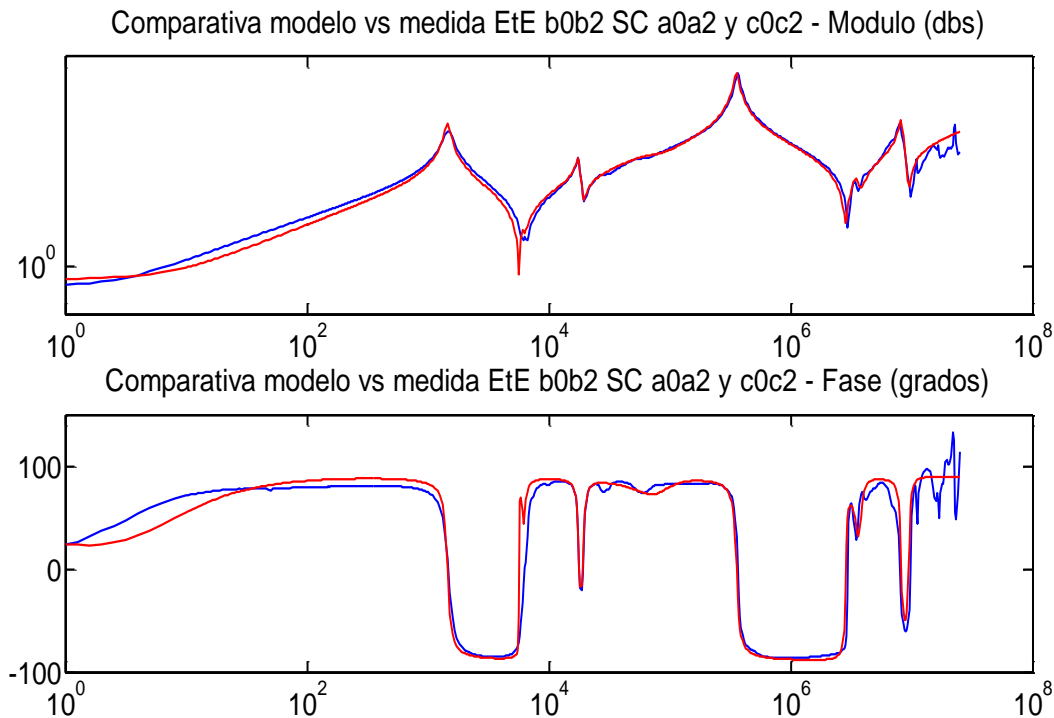


Figura 88. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. Error de Ajuste (%):12.4543

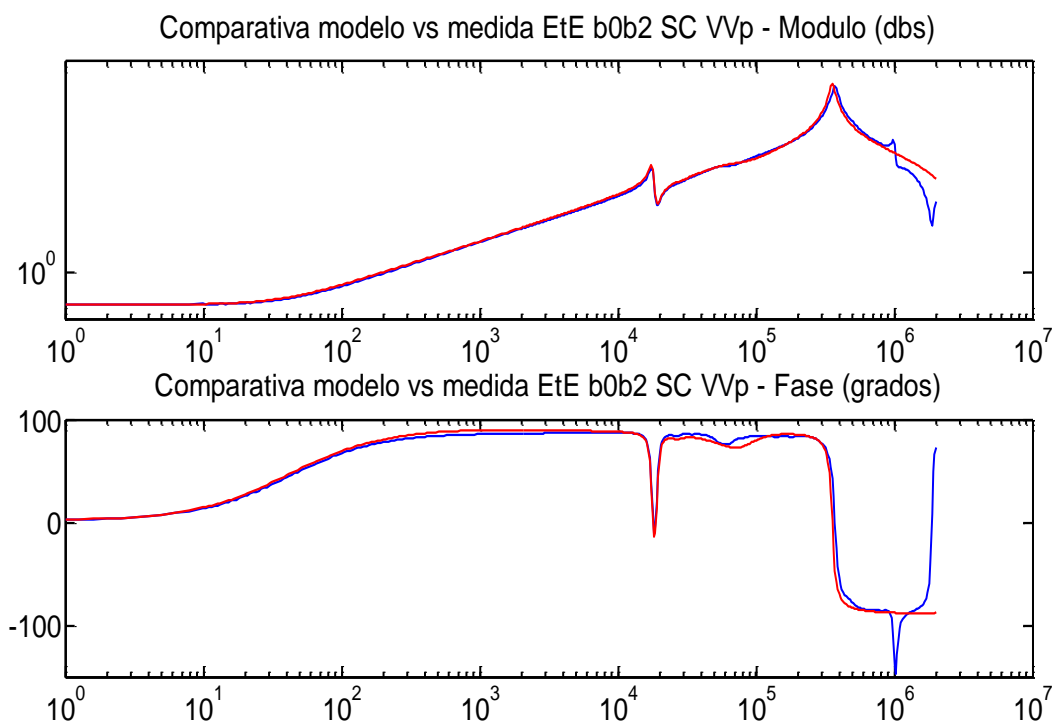


Figura 89. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. B0b2 corto VVp. Error de Ajuste (%): 10.4445

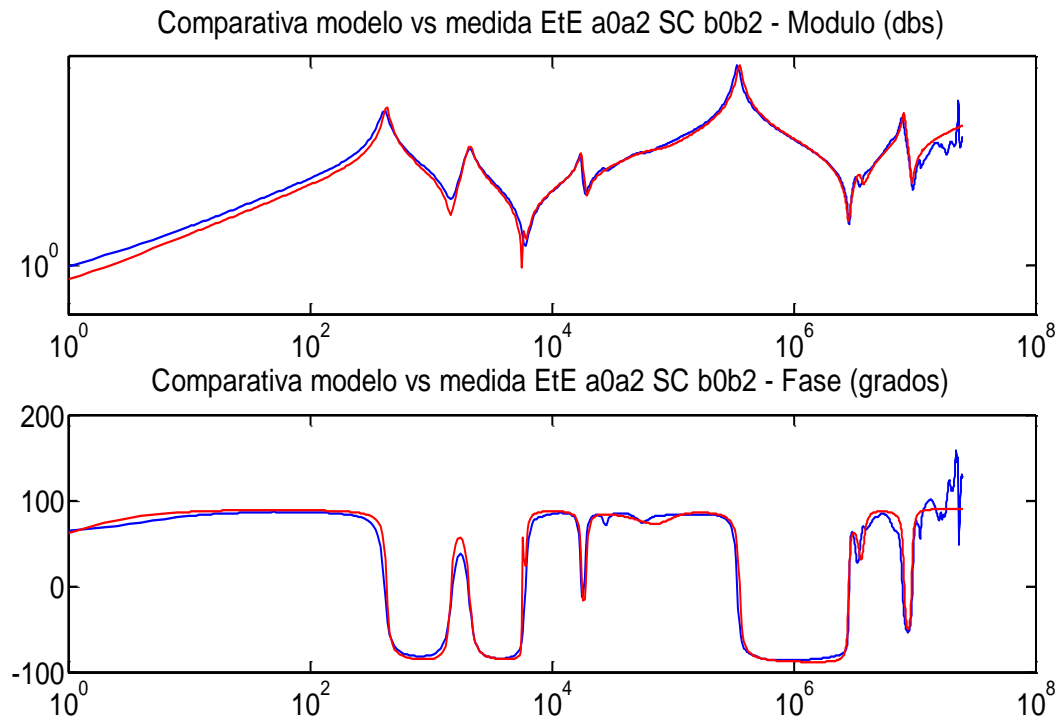


Figura 90. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. A0a2 corto b0b2. Error de Ajuste (%): 15.664

6.3.2 Aplicación del Modelo a Distintos Grupos de Conexión.

La validación del modelo a partir de los resultados de los apartados 6.1 y 6.3.1 para la configuración **HV Y LV** y se completa con la validación del resto de grupos de conexión estandarizados.

El modelo es capaz de simular el comportamiento de cualquier grupo de conexión sin necesidad de modificar su topología o valores paramétricos. Únicamente es necesario unir los terminales externos de los arrollamientos convenientemente para conseguir conexión D ó Y.

La comparación gráfica y los índices de error en el ajuste demuestran que el modelo ajusta correctamente las medidas estandarizadas para los grupos de conexión **HV Y LV d** (apartado 6.3.2.1), **HV D LV** y (apartado 6.3.2.2) y finalmente **HV D LV d** (apartado 6.3.2.3) validando su versatilidad.

6.3.2.1 Comparación Gráfica Medida vs. Simulación. Conexión HV Y LV d.

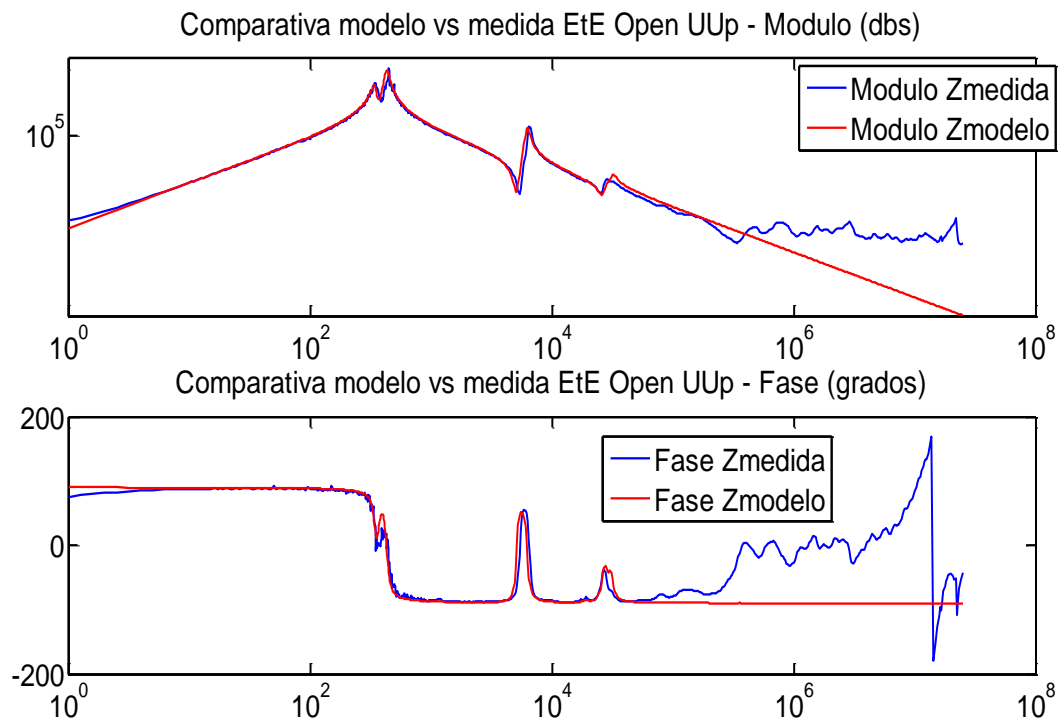


Figura 91. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open UUp. Error de Ajuste (%):14.0988

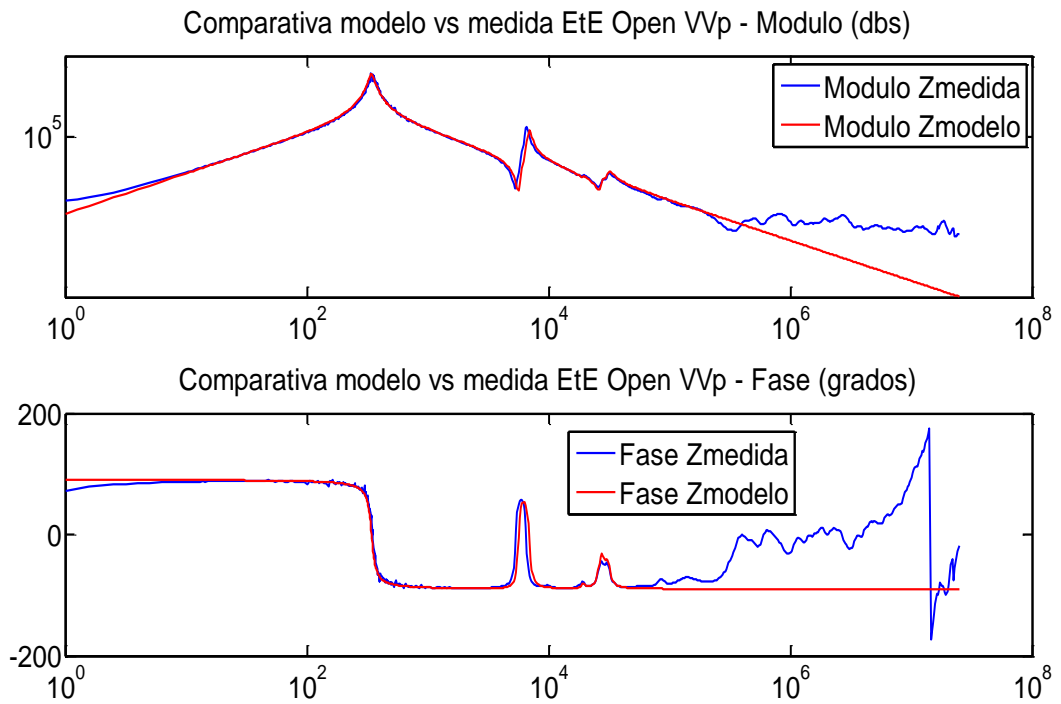


Figura 92. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VVp. Error de Ajuste (%):14.3715

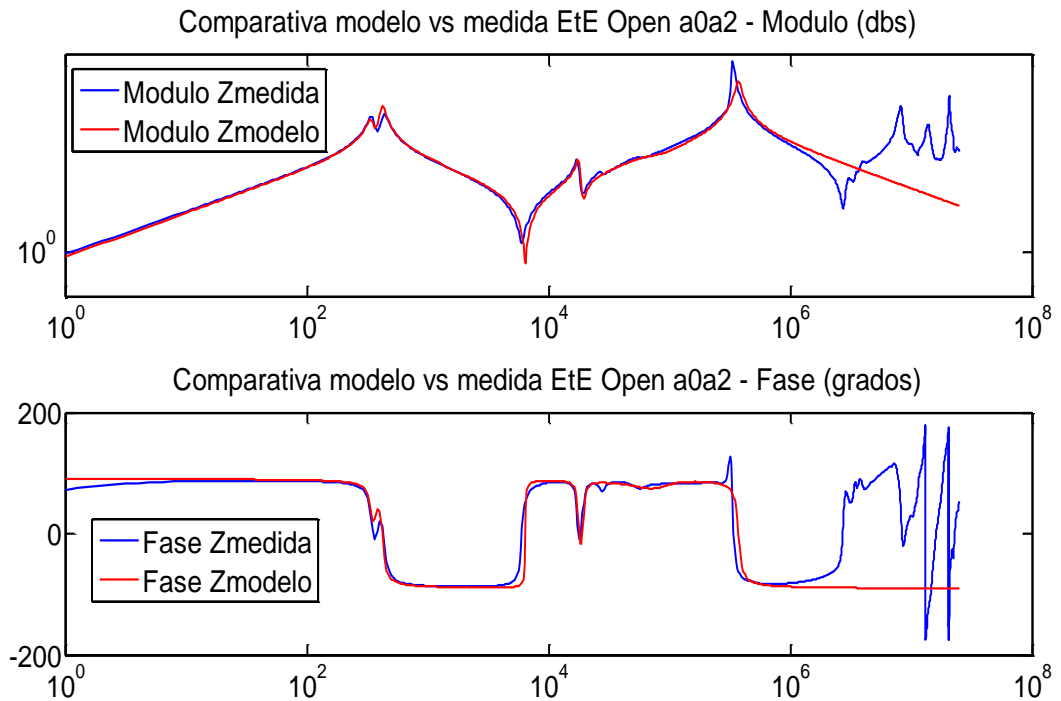


Figura 93. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open a0a2. Error de Ajuste (%):18.2174

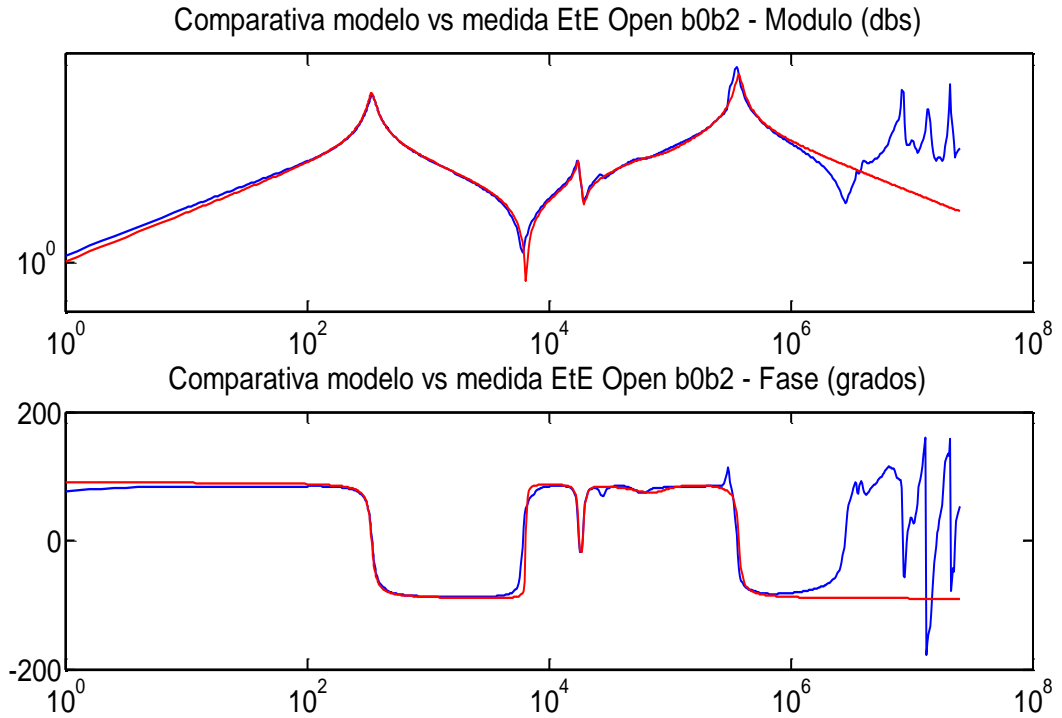


Figura 94. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open b0b2. Error de Ajuste (%):10.9695

6.3.2.2 Comparación Gráfica Medida vs. Simulación. Conexión HV D LV y

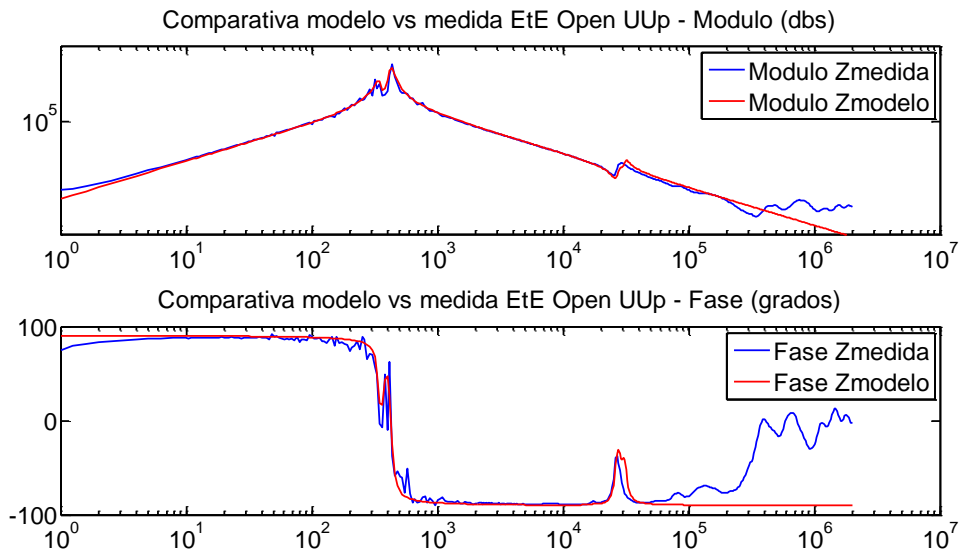


Figura 95. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open UUp. Error de Ajuste (%):13.3732

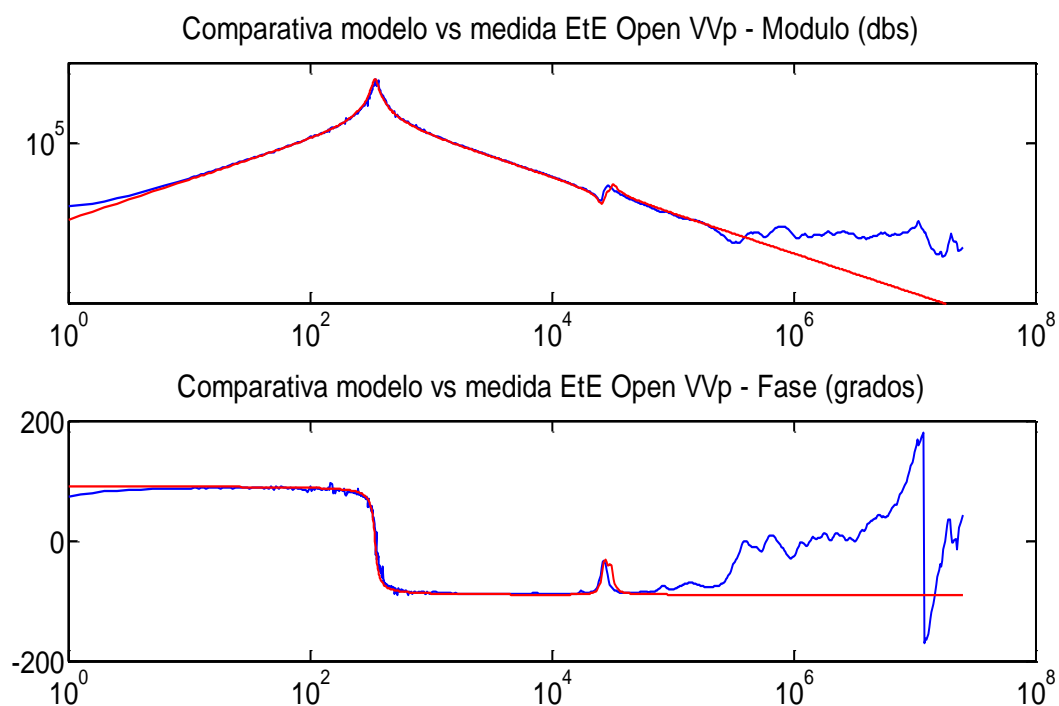


Figura 96. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VVp. Error de Ajuste (%):12.2040

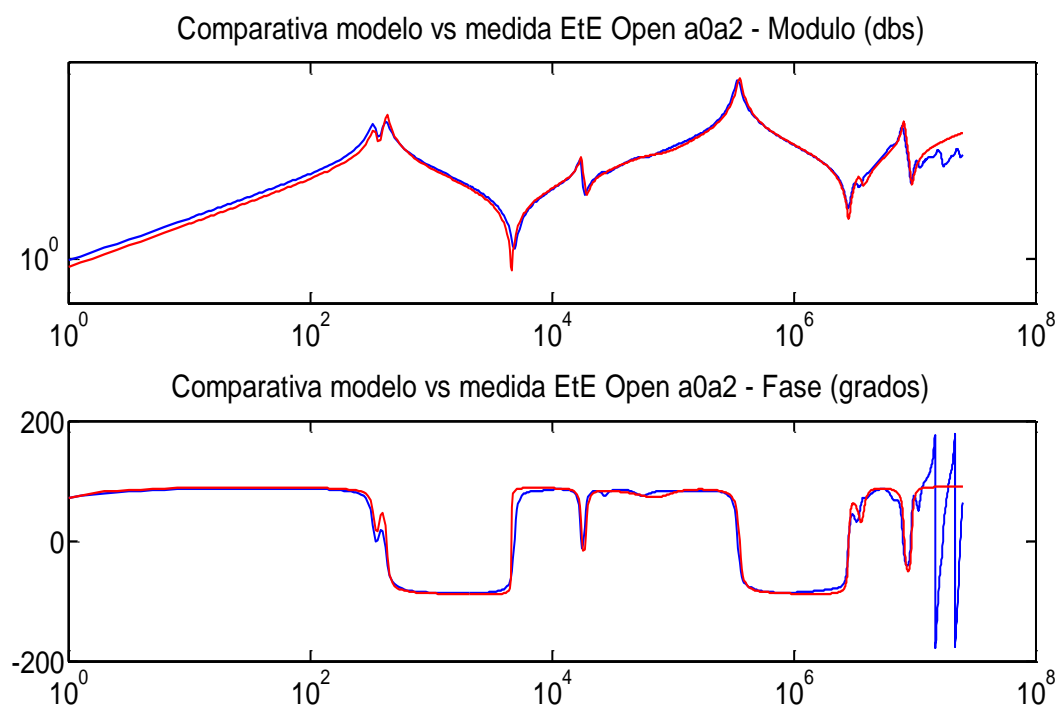


Figura 97. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open a0a2. Error de Ajuste (%):21.4557

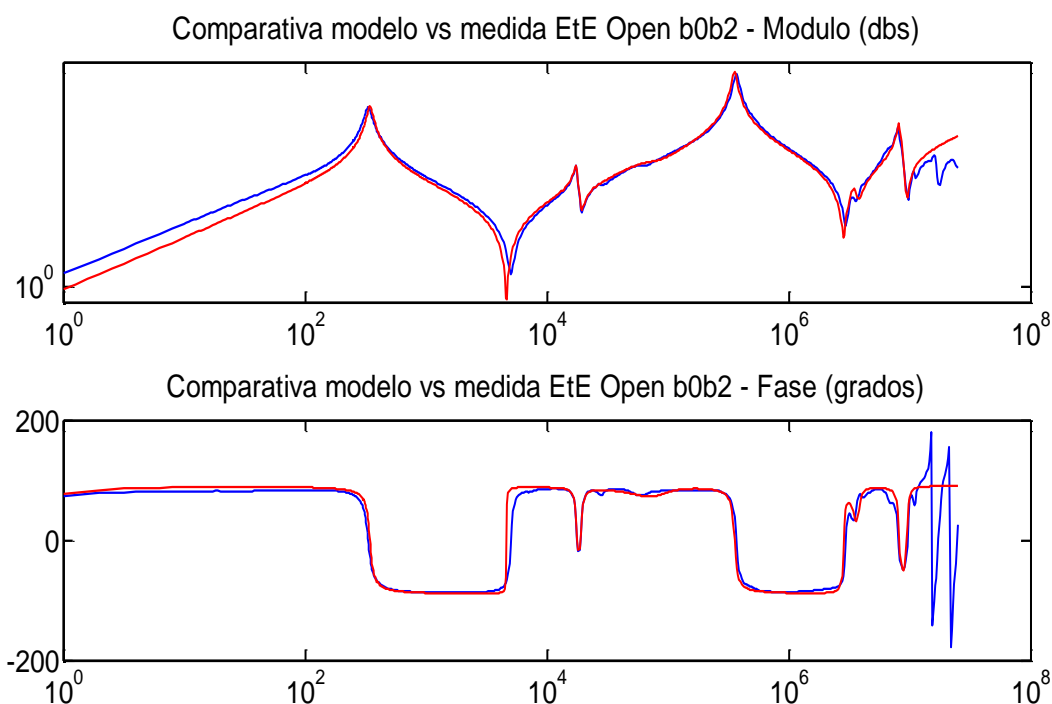


Figura 98. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open b0b2. Error de Ajuste (%): 14.3680

6.3.2.3 Comparación Gráfica Medida vs. Simulación. Conexión HV D LV d

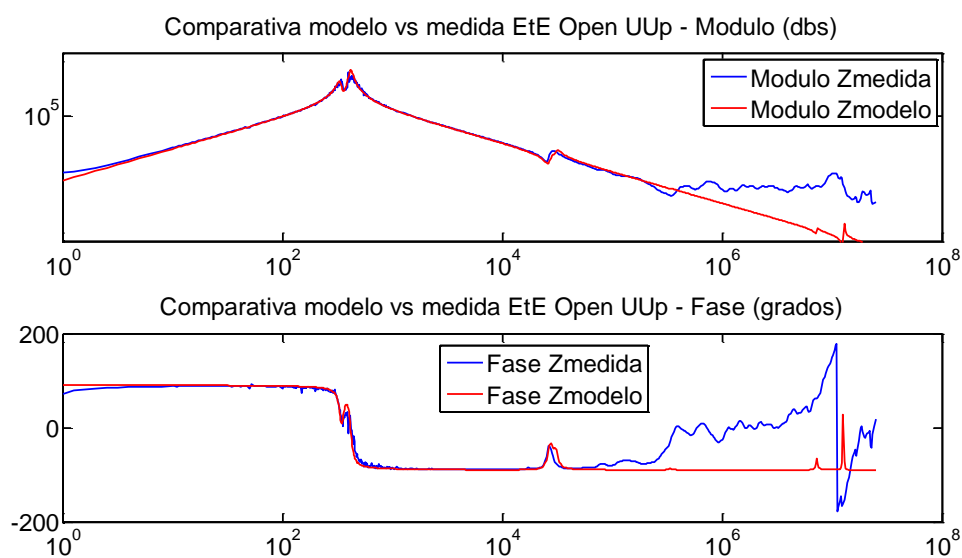


Figura 99. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open UUp. Error de Ajuste (%):13.6561

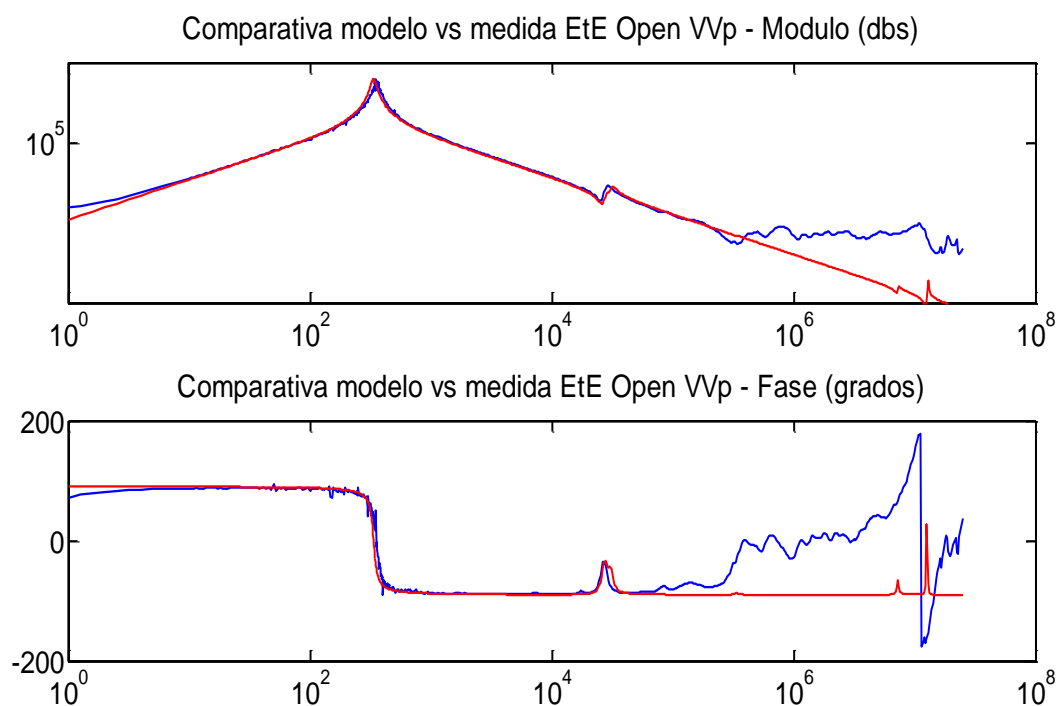


Figura 100. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VVp. Error de Ajuste (%):16.8476

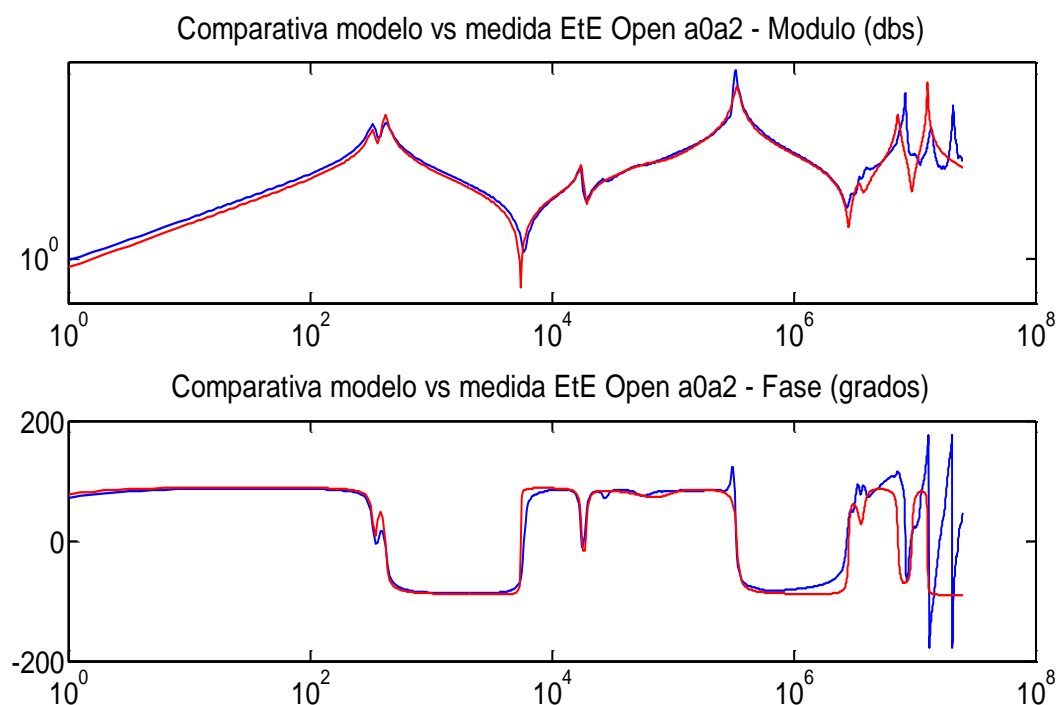


Figura 101. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open a0a2. Error de Ajuste (%):18.8091

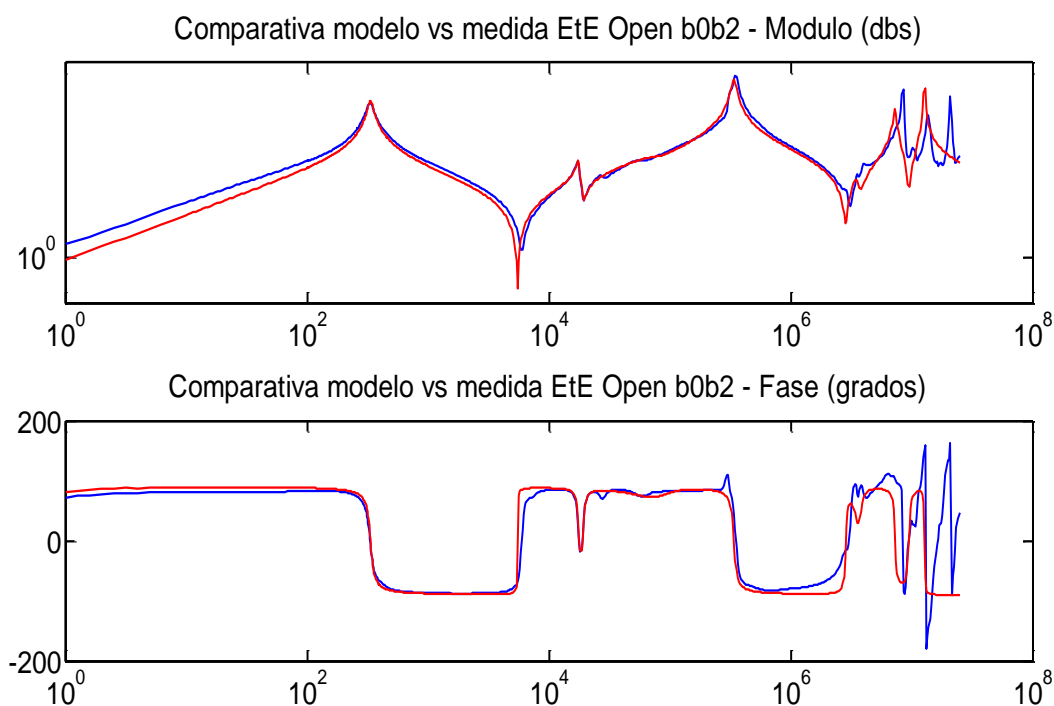


Figura 102. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open b0b2. Error de Ajuste (%): 14.7713

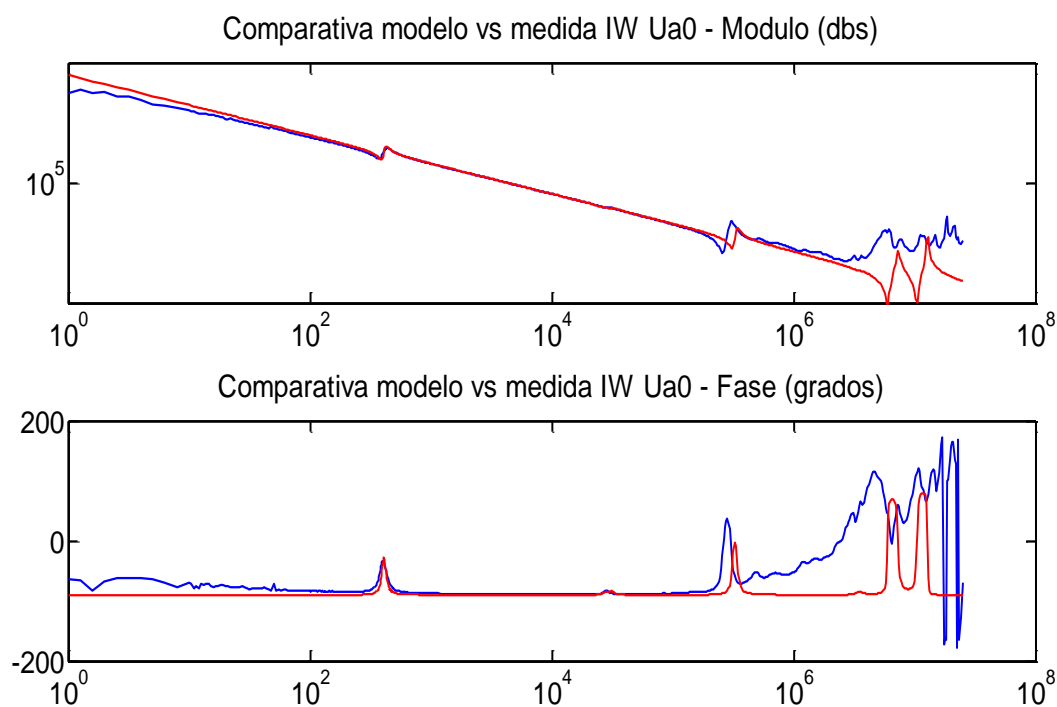


Figura 103. Comparación gráfica medida y simulación IW Ua0. Error de Ajuste (%):35.3681

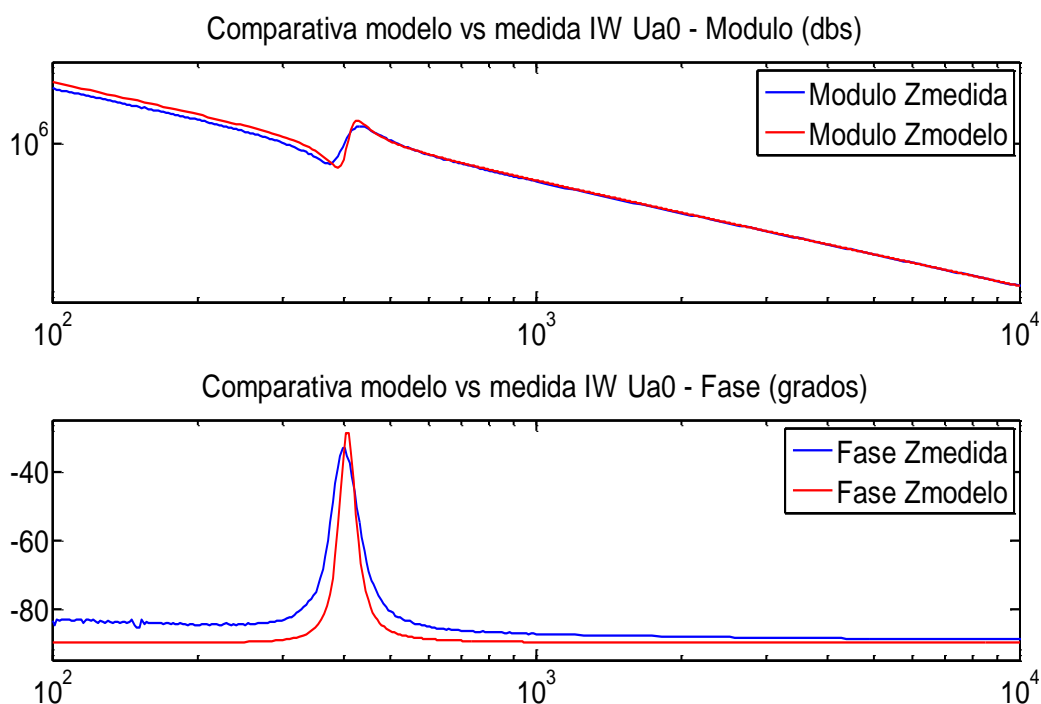


Figura 104. Comparación gráfica medida y simulación IW Ua0. Detalle Medida y Alta Frecuencia I. Error de Ajuste (%): 0.6783

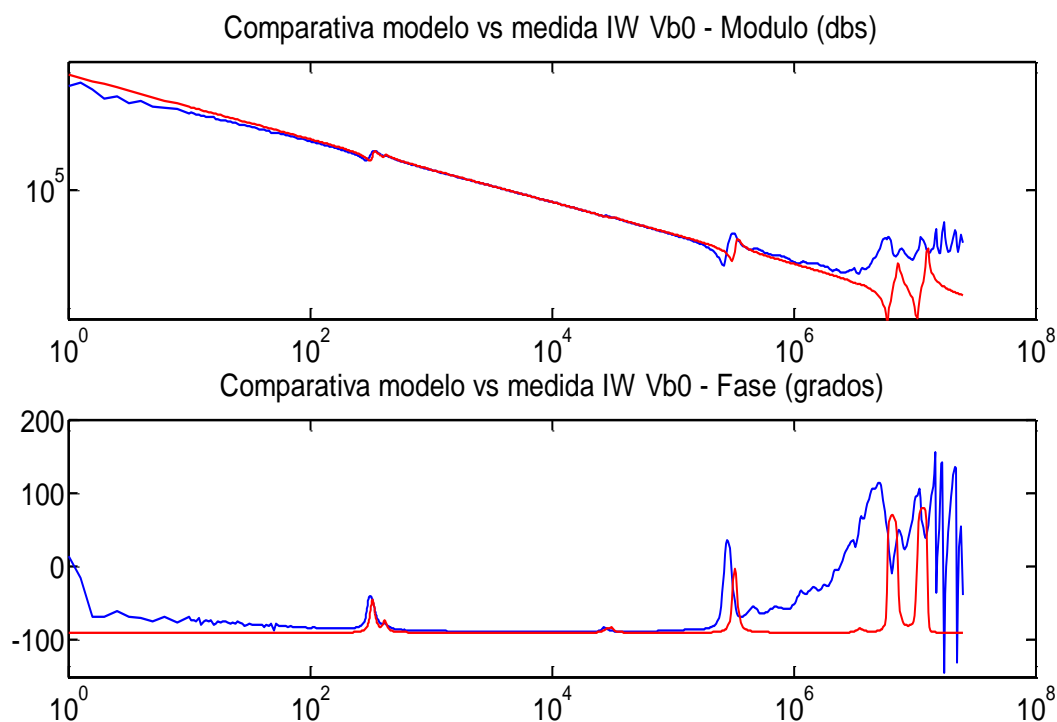


Figura 105. Comparación gráfica medida y simulación IW Vb0. Error de Ajuste (%): 29.440

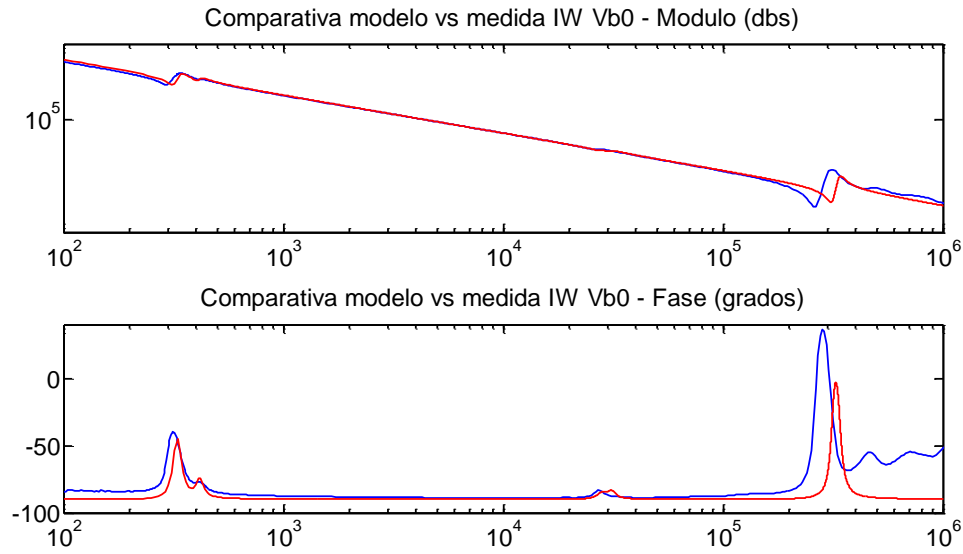


Figura 106. Comparación gráfica medida y simulación IW Vb0. Detalle Medida y Alta Frecuencia I. Error de Ajuste (%):1.3628

6.3.3 Comparación con Simulaciones FEM.

La distribución de campo eléctrico a lo largo de los arrollamientos del transformador prototipo ha sido simulada en el software MAXWELL® de elementos finitos,[190] .

Los resultados de la capacidad obtenida y la comparación con los parámetros $CHV X$ del modelo se muestran en la Tabla 8.

	Fase U	Fase V	Fase W
CHV X (nFaradios) MODELO FRA	0,7452	0,6648	0,7356
CHV X (nFaradios) SIMULACION FEM	0,623	0,593	0,623
Diferencia (%)	16.4	10.8	15.3

Tabla 8. Comparativa de los parámetros CHV X obtenidos en el modelo y a partir de simulaciones FEM.

Las diferencias entre los parámetros obtenidos por dos procedimientos totalmente distintos permiten concluir de nuevo que el modelo puede representar la distribución de campo eléctrico y por tanto el comportamiento del transformador.

6.4 Aplicación del Modelo de Transformador Trifásico.

Como parte de la validación experimental, se ha obtenido el modelo de un transformador de distribución y cuatro transformadores de potencia, estos últimos sometidos a diversos ensayos eléctricos como FRA -equipo FRAnalyzer de OMICRON®, Capacidad y Tangente de Delta, Impedancia de Cortocircuito, etc., con el equipo CPC 100 + TD1 de OMICRON®.

El transformador de distribución de 225 KVA se ha medido durante la estancia de investigación en Colombia, concretamente en las instalaciones del fabricante en la ciudad de Pereira.

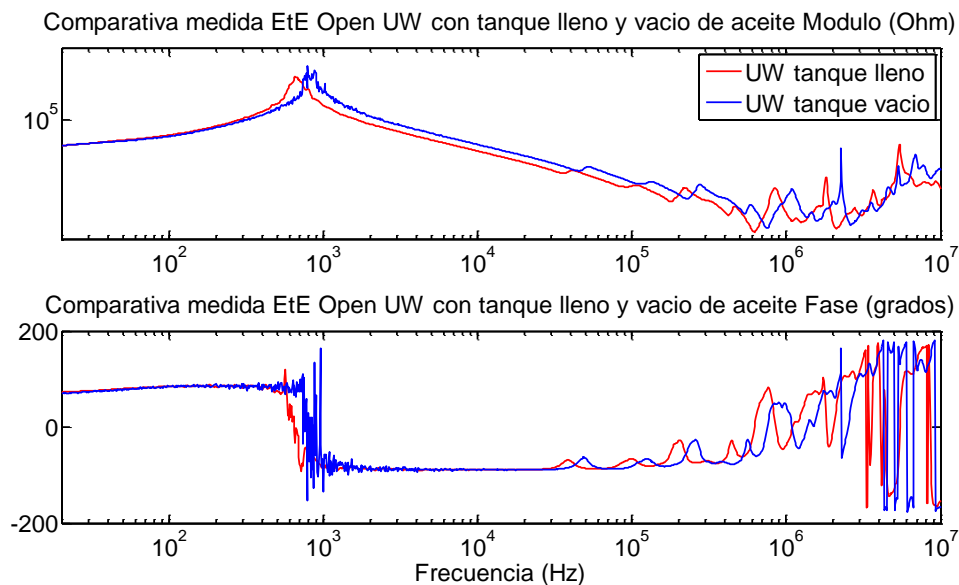
Los transformadores de potencia fueron fabricados en 2009 y medidos bajo un acuerdo de colaboración entre el grupo investigador y el fabricante en mayo y junio de 2009.

Por motivos de confidencialidad no se especificará a los diversos fabricantes.

6.4.1 Transformador Trifásico 314512 13,2 kV/0,46 kV Dy 0,225 MVA

El transformador de distribución es medido durante el proceso de fabricación antes y después del llenado de aceite de la cuba.

En la Figura 107 se puede comprobar cómo cambia la respuesta en frecuencia para los dos estados para las medidas EtE Open e IW.



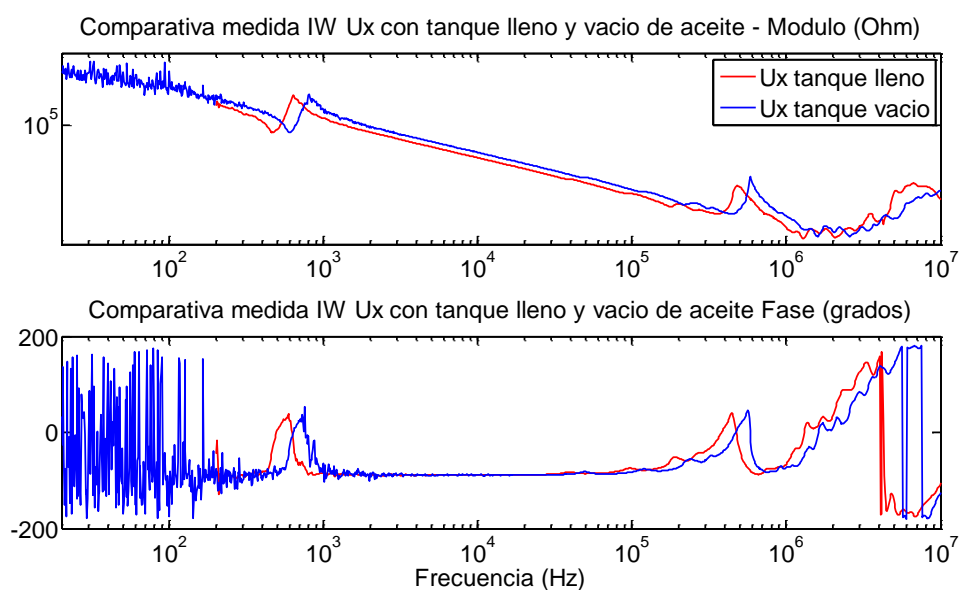


Figura 107. Comparación gráfica de medida Ete Open UW (superior) e IW Ux (inferior) con tanque vacio de aceite (azul) y lleno (rojo)

Tras modelar las respuestas, los resultados de la Tabla 9 muestran los parámetros del modelo que se han modificado al comparar los dos estados.

El cambio en el dieléctrico por la adición del aceite ha provocado un aumento en las capacidades del modelo en torno al 30 %.

Con los resultados obtenidos se demuestra que el uso del modelo permite identificar el cambio producido asociándolo a uno o varios de sus parámetros y cuantificarlo.

	UN	VN	WN
CUBA VACIA DE ACEITE			
CHV X (nF)	0,4989	0,4472	0,4549
Ci X (nF)	0,304	0,272	0,267
CUBA LLENA DE ACEITE (255 litros)			
CHV X (nF)	0,7780	0,7396	0,7396
Ci X (nF)	0,418	0,380	0,377

Tabla 9. Comparativa de los parámetros del modelo para los estados de cuba vacía y llena de aceite. Transformador Trifásico 314512 13,2 kV/0,46 kV Dy 0,225 MVA.

Por otro lado, el experimento pone de manifiesto que la técnica FRA permite realizar un diagnóstico del estado del dieléctrico.

Para comprobar esta hipótesis se ha procedido a realizar las medidas de la respuesta en frecuencia en una probeta de simulación de un arrollamiento con papel dieléctrico utilizado en transformadores de potencia, véase Figura 108.

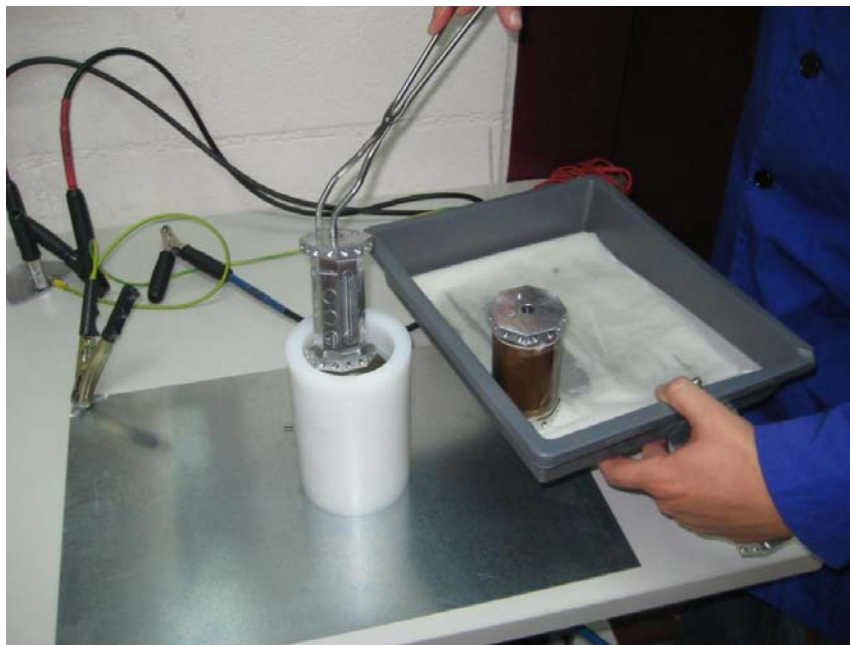


Figura 108. Detalle de dos probetas de ensayo del papel dieléctrico del transformador. En la izquierda de la fotografía, colocación del cilindro sin papel siendo introducido en el recipiente contenedor de aceite. A la derecha, cilindro con papel fuera del contenedor.

La respuesta de la capacidad establecida entre las paredes internas y externa de la probeta, similar a la capacidad Interwinding de un transformador, se ha medido para 4 situaciones distintas, en las que se ha modificado las capacidades dieléctricas del conjunto papel-aceite:

- Probeta sin papel, sólo con aceite
- Probeta con papel seco y sin aire.
- Probeta con papel seco pero con burbujas de aire en su interior.
- Probeta con papel humedecido, equivalente a un proceso de envejecimiento.

En la Figura 109 se muestran los resultados gráficos y en la Tabla 10 los numéricos junto con el valor medido mediante la técnica de FDS.

Se puede comprobar que la medida FRA ofrece resultados muy similares a la técnica estandarizada FDS para el análisis del dieléctrico en transformadores de potencia y por tanto es capaz de determina el cambio en un aislante envejecido debido a la humedad.

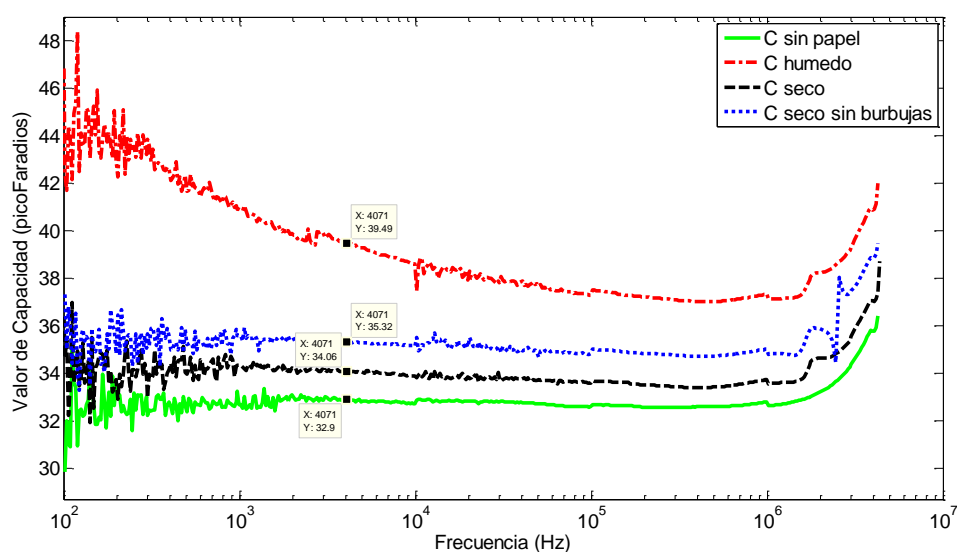


Figura 109. Medida de Capacidad en la probeta de ensayo para 4 situaciones distintas del estado del papel dieléctrico.

Descripción de Ensayo	Medida y Equipo	
	FRA Venable 3200®	FDS IDA 200 Programma®
Papel húmedo con 7-8% de humedad conseguido en cámara climática a 67% humedad relativa y 30°C	39,5	45
Papel seco con humedad aproximada a 0% conseguido en horno a 115°C sin vacío durante 6 días. Reposo de 1 día adicional para permitir la fuga de burbujas de aire del papel.	35,32	35,85
Papel seco con humedad aproximada a 0% conseguido en horno a 115°C sin vacío durante 6 días.	34,06	¿?
Probeta con aceite y sin papel.	32,9	32

Tabla 10. Comparativa del valor de la capacidad C (pF) en probeta de ensayo. Medida con FRA y FDS para cuatro situaciones de ensayo donde se varía el dieléctrico.

6.4.2 Transformador Trifásico 45051 66 kV/5,25 kV YNd11 6MVA.

6.4.2.1 Histórico del Transformador.

El transformador ensayado presenta un histórico con 3 estados de medidas en fábrica:

1. Medida después de ensayo de resistencia de arrollamientos. Origina magnetización en el núcleo.
2. Medida después de proceso de desmagnetización mediante aplicación de tensión alterna. El grado de magnetización disminuye pero persiste.
3. Medida después de segundo proceso de desmagnetización mediante aplicación de tensión alterna de mayor valor eficaz. Desmagnetización completa. Se considera el estado sano y de referencia.

El estado de magnetización se puede evaluar mediante el análisis de la respuesta FRA, comparando las curvas de referencia con las obtenidas en el supuesto estado de magnetización.

La comparación puede ser meramente gráfica y por tanto sujeta a la subjetividad del observador. El resultado en las curvas FRA de un núcleo magnetizado implica discrepancias en la zona de baja frecuencia con respecto a la curva de referencia. Aplicando esta metodología al caso del transformador medido se obtienen la Figura 110, Figura 111 y Figura 112 donde se muestra la misma respuesta FRA para la fase U, V y W respectivamente en el primer y tercer estado.

Las conclusiones obtenidas de las diferencias observadas en el ejemplo son de aplicación general, analizadas en diversos trabajos previos [181] y aplicables por tanto a cualquier transformador:

- Las medidas de las dos fases laterales son distintas, al contrario de lo que sucede en un transformador sano. Una de ellas puede perder incluso el doble pico característico de baja frecuencia como sucede en la medida UN de la Figura 110.
- La medida de la fase central puede presentar doble pico, al contrario de lo que sucede en un transformador sano. Véase la medida VN de la Figura 111.
- Todas las medidas deben ser idénticas en la zona de medida y alta frecuencia, indicativo de que no existen cambios en los arrollamientos y las diferencias se deben exclusivamente al núcleo magnetizado.

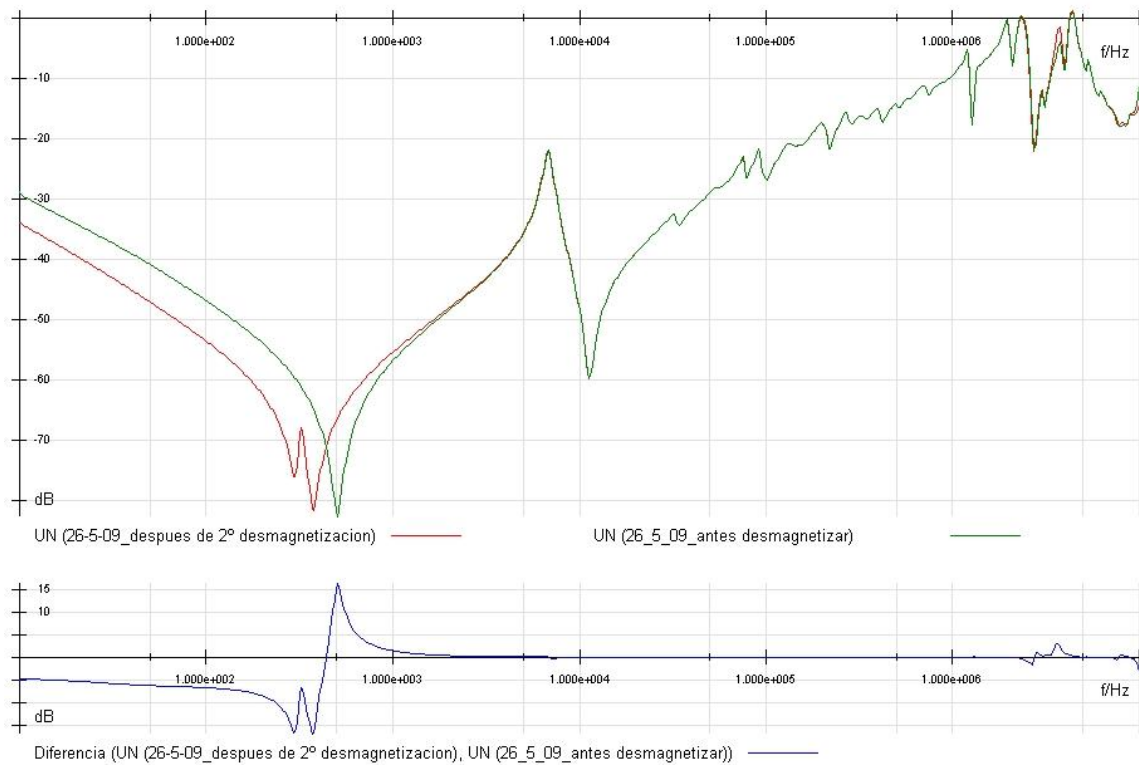


Figura 110. Comparación gráfica medida en estado 1 (magnetizado) y 3 (completamente desmagnetizado). EtE Open UN

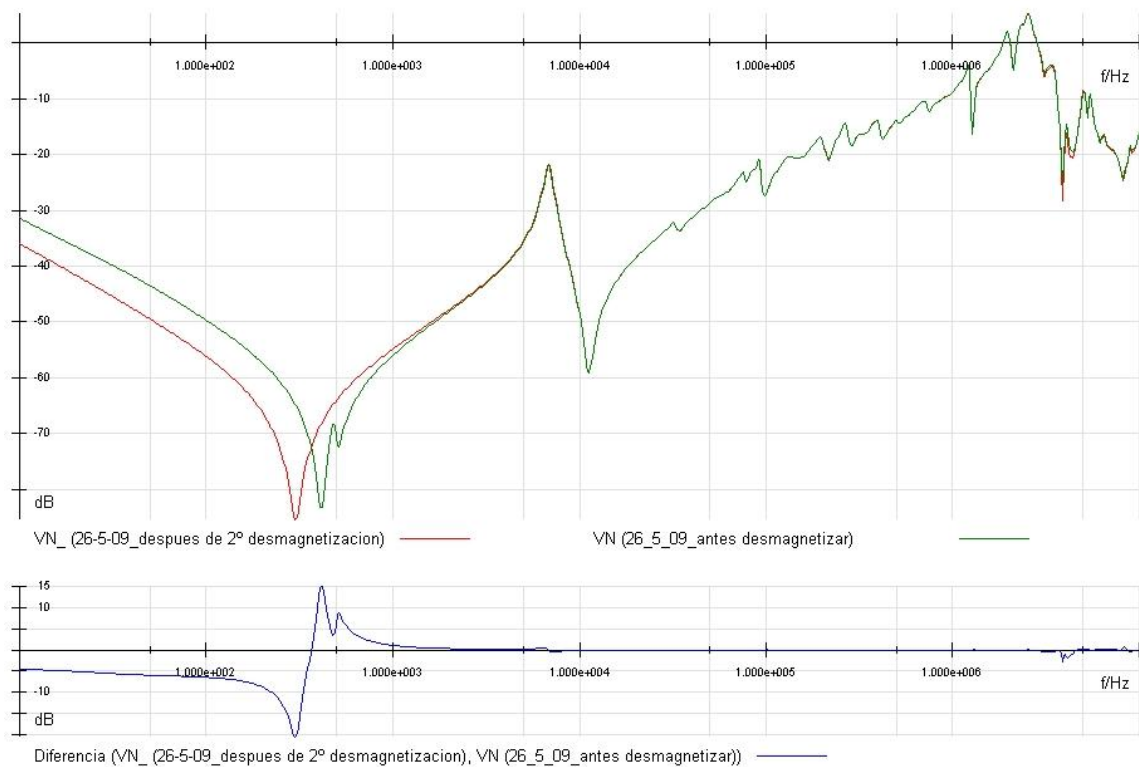


Figura 111. Comparación gráfica medida en estado 1 (magnetizado) y 3 (completamente desmagnetizado). EtE Open VN

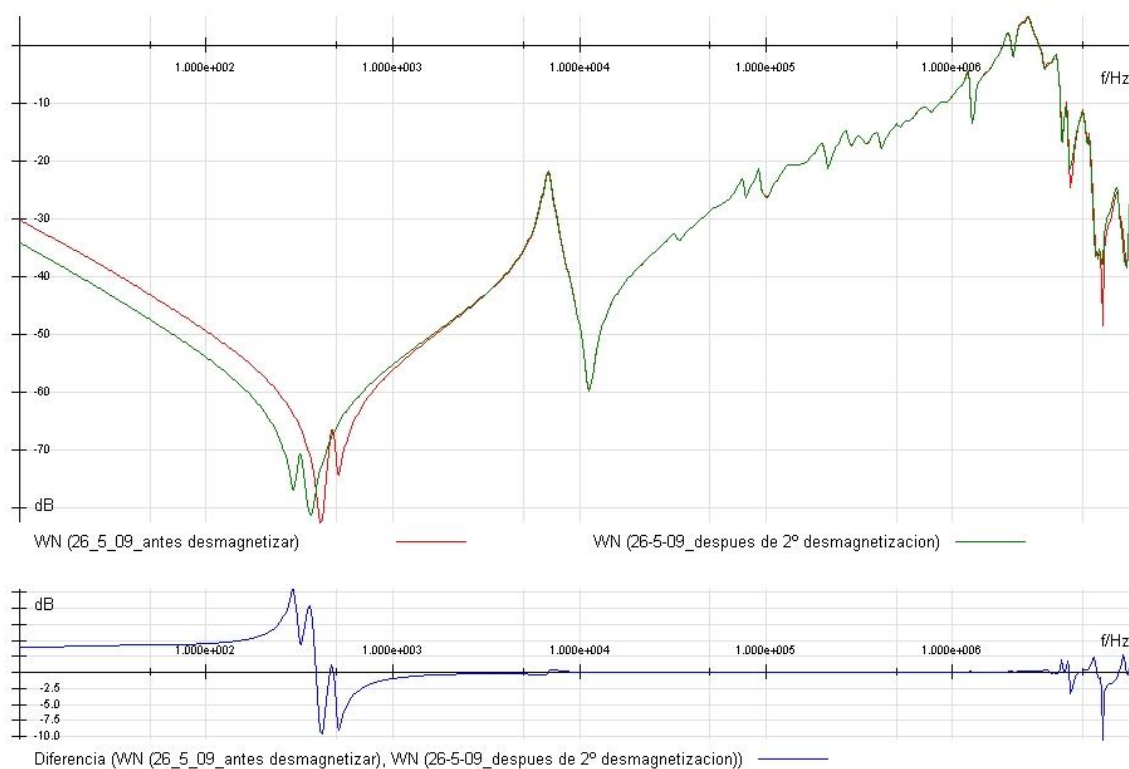


Figura 112. Comparación gráfica medida en estado 1 (magnetizado) y 3 (completamente desmagnetizado). EtE Open WN

Adicionalmente a la comparación gráfica, se ha utilizado la comparación estandarizada que se en la industria a partir de indicadores matemáticos objetivos basados en la Norma China DL/T911-2004, [4] y en los índices de evaluación del instituto EPRI. Ambos se encuentran implementados en el software comercial del equipo FRAnalyzer de OMICRON®, mostrado en la Figura 113 y los indicadores en la Figura 114 y Figura 115.

Las curvas de los dos ensayos 1 y 3 se han comparado con el algoritmo de cálculo de error utilizado en la investigación (basado en la Ecuación 41) como tercer método comparativo para la identificación de la magnetización.

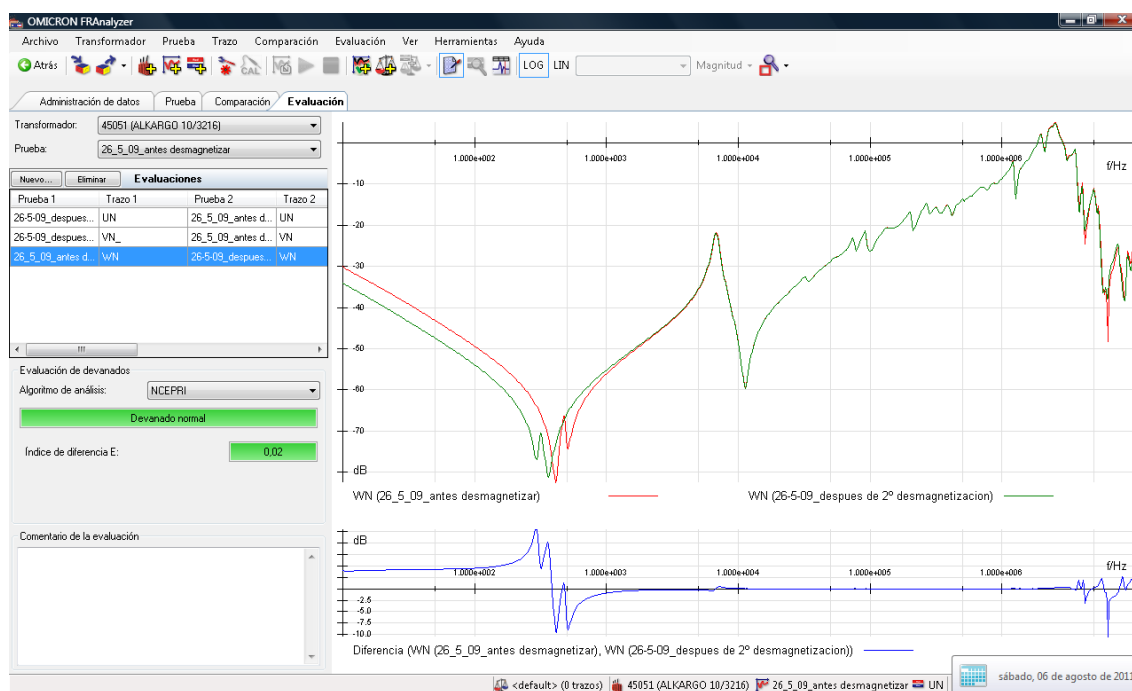


Figura 113. Comparación gráfica medida en estado 1 (magnetizado) y 3 (completamente desmagnetizado). Ete Open UN en software comercial FRAnalyzer de OMICRON®

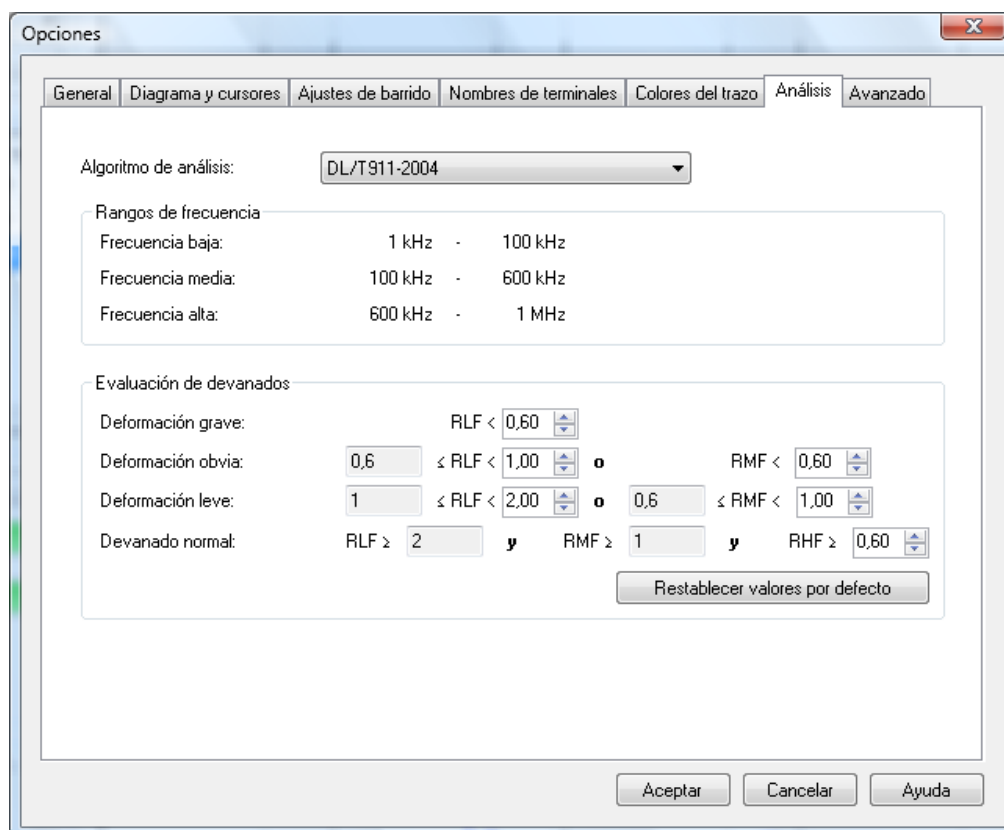


Figura 114. Índices y rangos de comparación de la Norma China, [4]. Implementación en software comercial FRAnalyzer de OMICRON®.

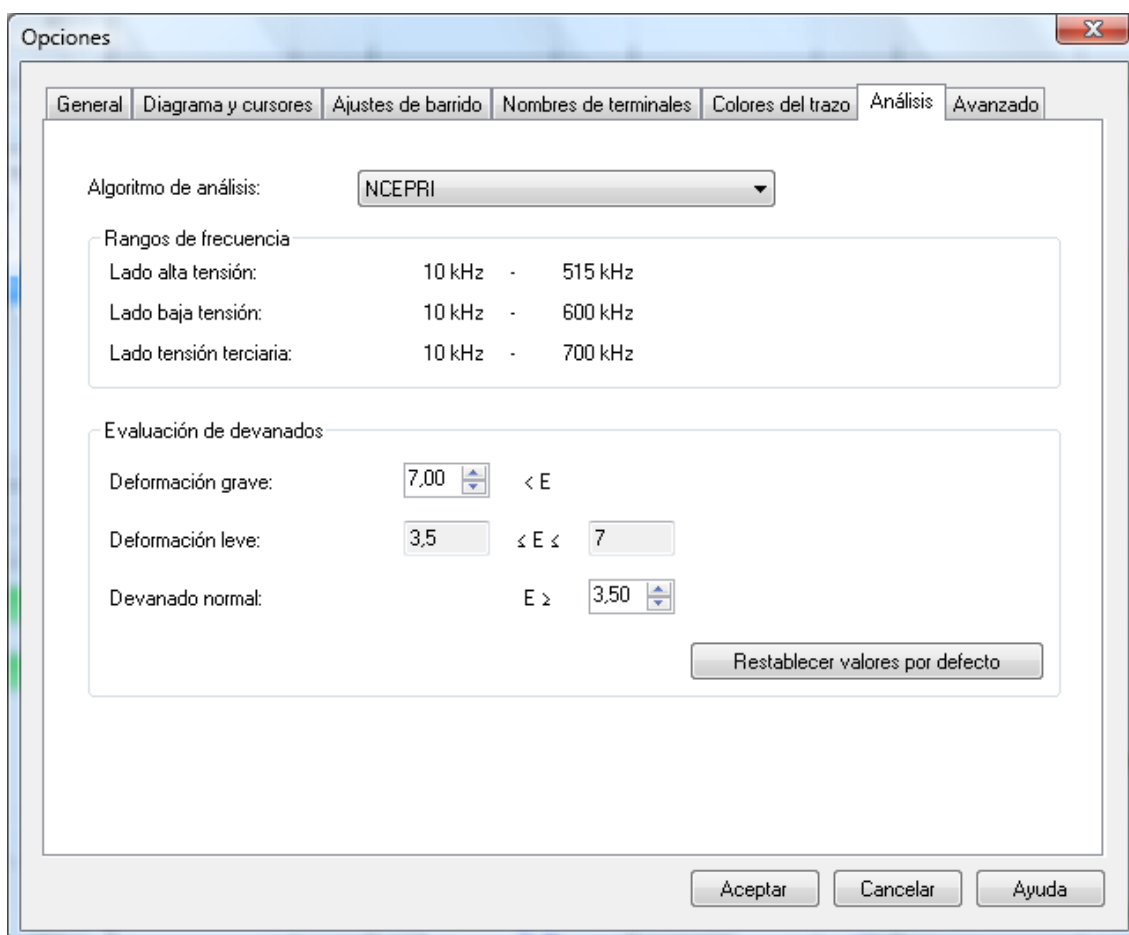


Figura 115. Índices y rangos en la comparación EPRI. Implementación en software comercial FRAnalyzer de OMICRON®.

Los resultados de la aplicación en el transformador ensayado de los dos métodos comerciales y el método desarrollado se recogen en la Tabla 11.

Los dos métodos comerciales no son capaces de indicar la presencia de magnetización en uno de los ensayos ya que únicamente analizan la zona de media y alta frecuencia en la que sólo se analiza el comportamiento del arrollamiento. La magnetización, exclusivamente presente en el núcleo, no afecta por tanto a la zona analizada y los indicadores no muestran diferencias.

En la evaluación de la Norma China los indicadores de diferencia mayores a 2 en baja frecuencia²¹, a 1 en frecuencias medias y a 0,6 en alta frecuencia no indican cambio en los arrollamientos, tal y como establecen los criterios de la Figura 114.

El método NCEPRI indica igualmente que el devanado no presenta diferencias entre los dos ensayos ya que el indicador se mantiene en valores menores a 3,5 para todas las fases.

²¹ Nótese que el rango de baja frecuencia considerado en la Norma China corresponde aproximadamente al de frecuencias medias en la investigación y por tanto con la zona de influencia de arrollamientos..

Por el contrario, el método de diferencias desarrollado en la investigación permite la evaluación de discrepancias distinguiendo entre los rangos de frecuencia. En la zona de baja frecuencia se presentan unas discrepancias mínimas del 47,7 % en la fase W. En el rango de alta frecuencia, como ocurre con los métodos comerciales, la diferencia se reduce en torno al 3%, indicativo de que los arrollamientos no se han modificado por efecto de la magnetización.

Los resultados de la diferencia del arrollamiento con el método propio de evaluación ponen de manifiesto el alto grado de sensibilidad del método. Nótese que a pesar de los arrollamientos son idénticos en ambos ensayos, el método ofrece diferencias del 3 %, inapreciable visualmente como se muestra en la zona de arrollamientos de la Figura 110, Figura 111 y Figura 112 . En la última fila se expone el error máximo detectado en un punto de las curvas al realizar el análisis, llegando incluso al 107%.

De este análisis se puede concluir que cuando el método de comparación es aplicado para evaluar la diferencia entre medida y respuesta simulada por el modelo, diferencias en torno al 10 % no tienen por qué ser indicativas de un ajuste erróneo.

	UN	VN	WN
EVALUACIÓN DL/T911-2004			
Rango Baja Frecuencia: (1 kHz-100kHz)	3.79	3.86	3.96
Rango Frecuencia Media: (100kHz-600kHz)	5.06	5.14	5.64
Rango Alta Frecuencia: (600kHz-1MHz)	5.51	5.54	5.77
EVALUACION NCEPRI			
Índice de diferencia E	0.01	0.02	0.02
EVALUACIÓN PROPIA (Ecuación 41) DIFERENCIA (%)			
Baja Frecuencia (20 Hz – 2 KHz)	62.5333	59.6430	47.6989
Media y Alta Frecuencia (2 KHz – 10 MHz)	3.0627	2.4086	3.3951
	(107.7592)	(41.2807)	(86.9390)

Tabla 11. Resultado de dos métodos de comparación comerciales y desarrollados para la detección de estado de magnetización.

Por tanto se puede concluir que el método propio de comparación (aquí utilizado para dos medidas aunque también aplicable para calcular el error de ajuste entre medida y simulación):

- Es más versátil para el análisis de las curvas FRA que los métodos comerciales ya que permite diferenciar entre distintos rangos de frecuencia
- Presenta una extremada sensibilidad y por tanto la capacidad de localizar diferencias imperceptibles visualmente en la comparación gráfica.

6.4.2.2 Aplicación práctica del Modelo.

Adicionalmente al análisis mediante comparación gráfica y numérica de las curvas, realizado en el apartado anterior 6.4.2.1, el estado del transformador se puede evaluar mediante el uso del modelo desarrollado en la investigación a partir de la comparación de los parámetros obtenidos en el proceso de modelado y recogidos en la Tabla 12.

Desde la Figura 116 a la Figura 124 se muestra la capacidad de ajuste de la simulación del modelo (en rojo) a las medidas reales (en azul) para distintas configuraciones en el tercer ensayo desmagnetizado y tomado como referencia.

La presencia de un doble pico de resonancia a baja frecuencia en la medida de las dos fases laterales UN y WN idénticas y pico único en la fase central VN denota el estado sano y por tanto desmagnetizado del transformador.

La misma conclusión se puede obtener mediante el análisis del parámetro Ln X , indicativo de la magnetización del núcleo. Los valores para la fase UN y WN son muy similares (45,7 H frente a 45,9 H) y menores que los 83,5 Henrios de la fase central VN.

Por el contrario, en la comparación gráfica en baja frecuencia mostrada en la Figura 125 en para el estado de magnetización, la fase lateral UN presenta un único pico mientras que la central VN y lateral WN presentan dos. Estas dos últimas medidas son también muy similares.

La comparación gráfica está avalada por los valores de Ln X modelados. Para la fase UN el parámetro toma el valor de 22,9 Henrios mientras que para las fases central VN y lateral WN, el valor de Ln X es 39,7 y 34,6 Henrios respectivamente.

Comparando los valores de Ln X entre estados se comprueba que el parámetro Ln X ha aumentado un 50%, 52 % y 25% para la fase UN, VN y WN respectivamente, demostrando que el proceso de desmagnetización mejora la permeabilidad de la chapa magnética.

La mayor similitud en los valores del parámetro Rn X entre los dos estados demuestra que no ha habido un cambio significativo en las pérdidas asociadas al núcleo, propio del proceso de desmagnetización.

Del mismo modo, la obtención de los mismos valores en los tres estados de los parámetros $C_{HV} X$, $C_{LV} X$ y $L_a X$ referentes al arrollamiento y $C_i X$ al dieléctrico demuestra que el proceso de desmagnetización únicamente afecta al núcleo.

	ESTADO	Fase U	Fase V	Fase W
	M.N.B.F			
Algoritmo de Cálculo	OptimizarBajaFrec.m, apartado VI.1			
Ln X (Henrios)	1. MAGNETIZADO	22,8575	39,7348	34,5865
	2. DESMAGNET. 1º	40,7354	72,1078	50,8657
	3. DESMAGNET. 2º	45,6907	83,5444	45,9195
CHV X (nFaradios)	1. MAGNETIZADO	3,769	3,873	4,128
	2. DESMAGNET. 1º	3,788	3,859	3,767
	3. DESMAGNET. 2º	3,961	4,270	4,263
Rn X (MΩ)	1. MAGNETIZADO	0,8424	2,4420	1,0905
	2. DESMAGNET. 1º	0,684	20,162	19,497
	3. DESMAGNET. 2º	0,7588	1,6286	0,80012
Error de ajuste (%)	1. MAGNETIZADO	9,2623	8,6407	5,0577
	2. DESMAGNET. 1º	9,6221	12,5879	14,5147
	3. DESMAGNET. 2º	7,9765	6,0062	10,1040
	M.A.A.F para LV			
Algoritmo de Cálculo	MinErrRelativoPonderado.m, apartado VI.3 sobre medidas EtE Open lado LV			
La X (mH)	TODOS	1,86695	1,9130	1,8844
CLV X (nF)	TODOS	1,06608	1,00392	1,1204
	Parámetros Ci X			
Algoritmo de Cálculo	OptimizarRCparaleloInterWinding.m, apartado VI.4 sobre medidas IW			
Ci X (nFaradios)	TODOS	1,50903	1,5729	1,4452

Tabla 12. Parámetros más significativos del modelo del transformador en los tres estados ensayados.

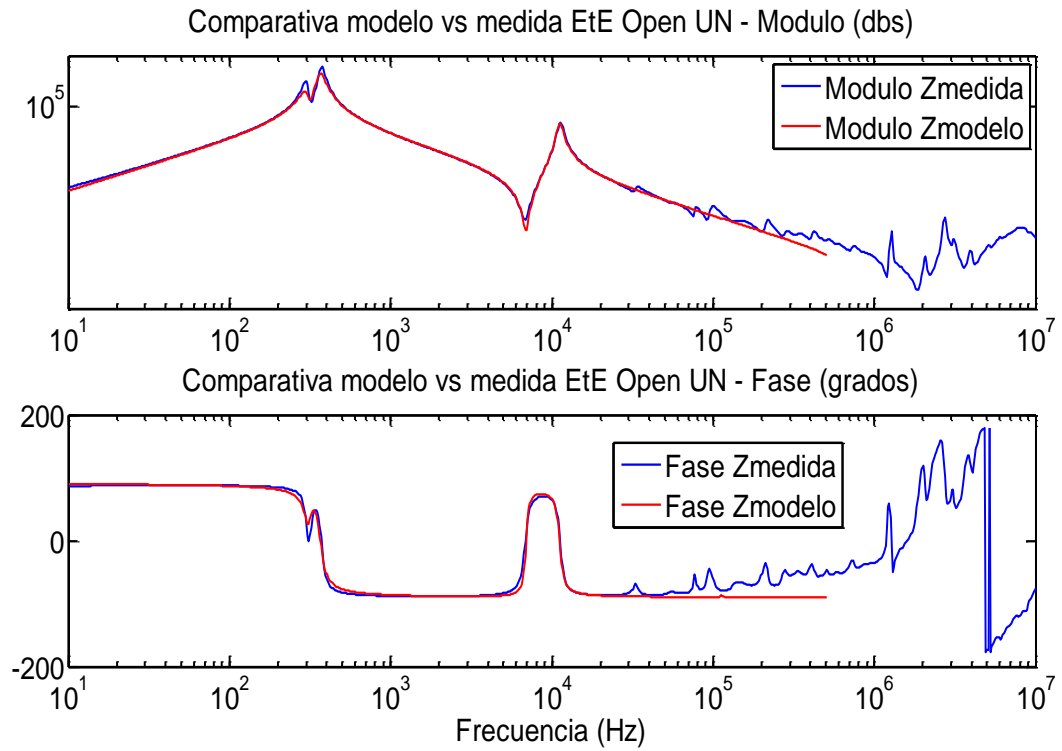


Figura 116. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open UN. Error de Ajuste (%):15.8606

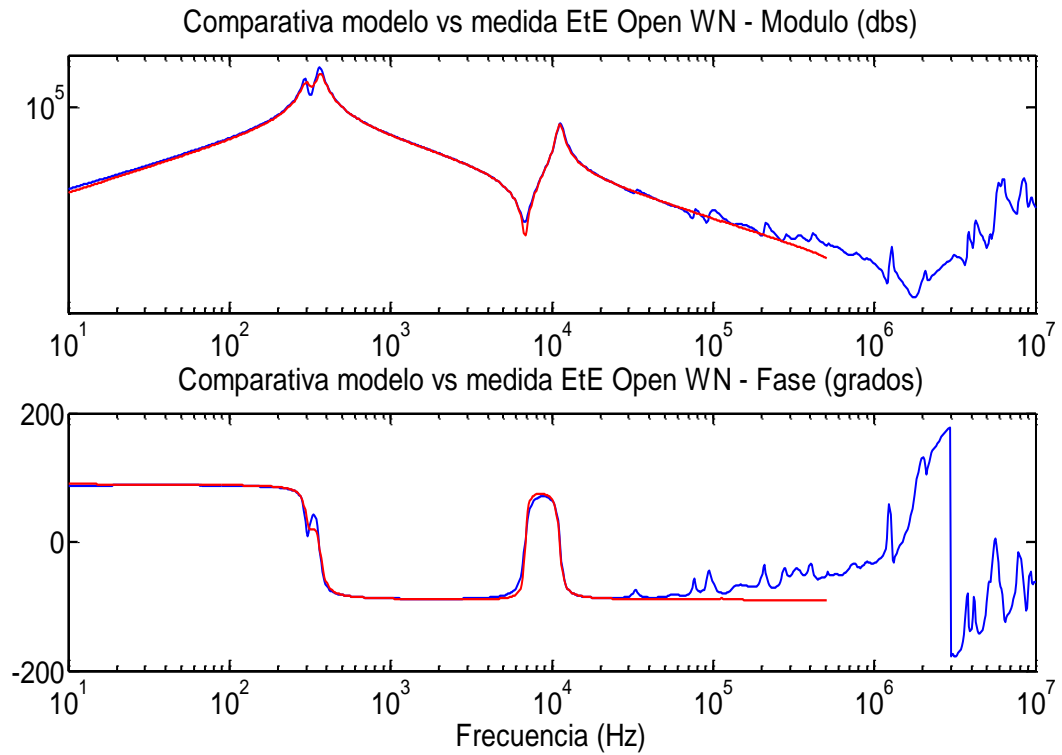


Figura 117. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open WN. Error de Ajuste (%):15.4082

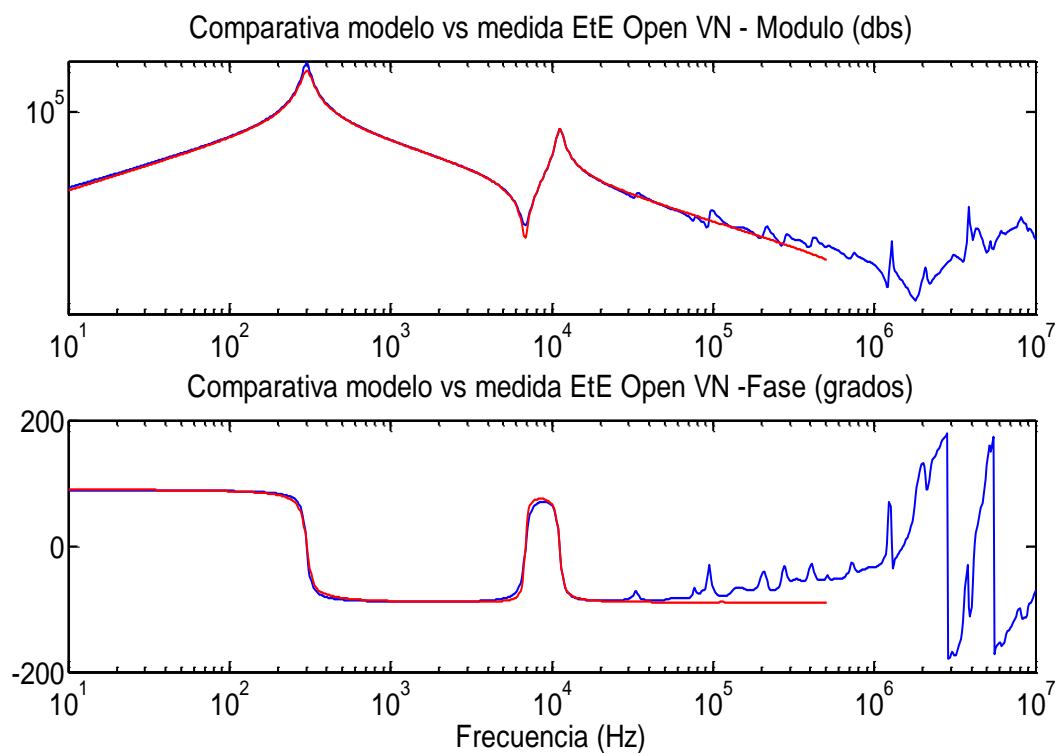


Figura 118. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VN. Error de Ajuste (%):14.7831

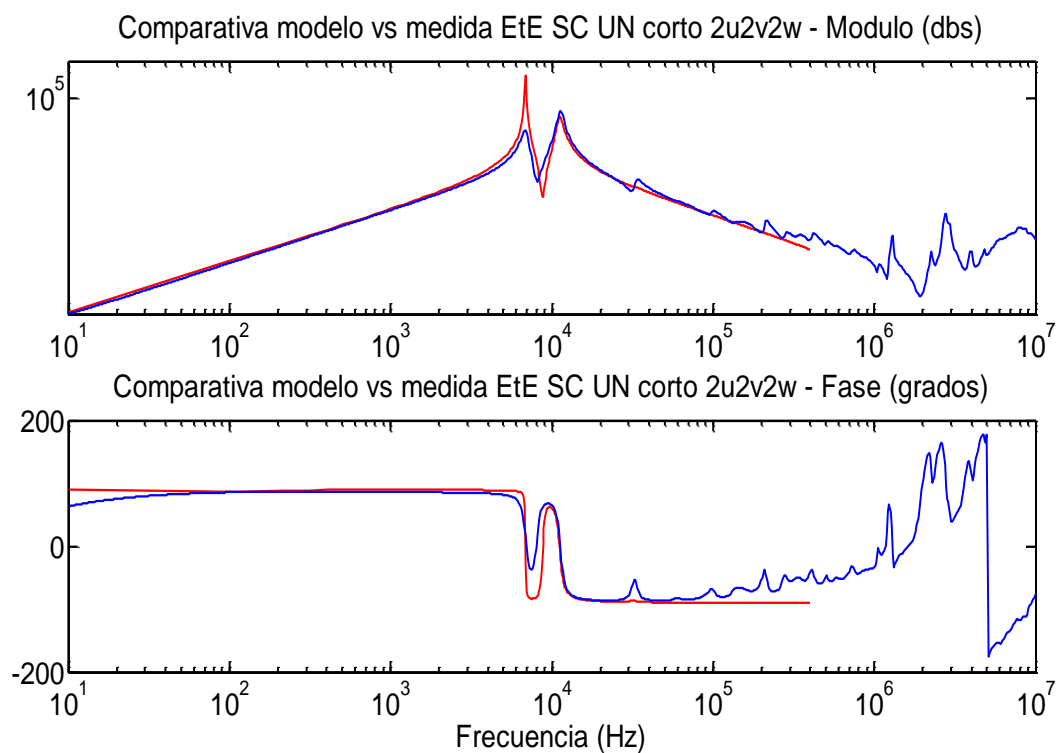


Figura 119. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC UN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%):24.7170

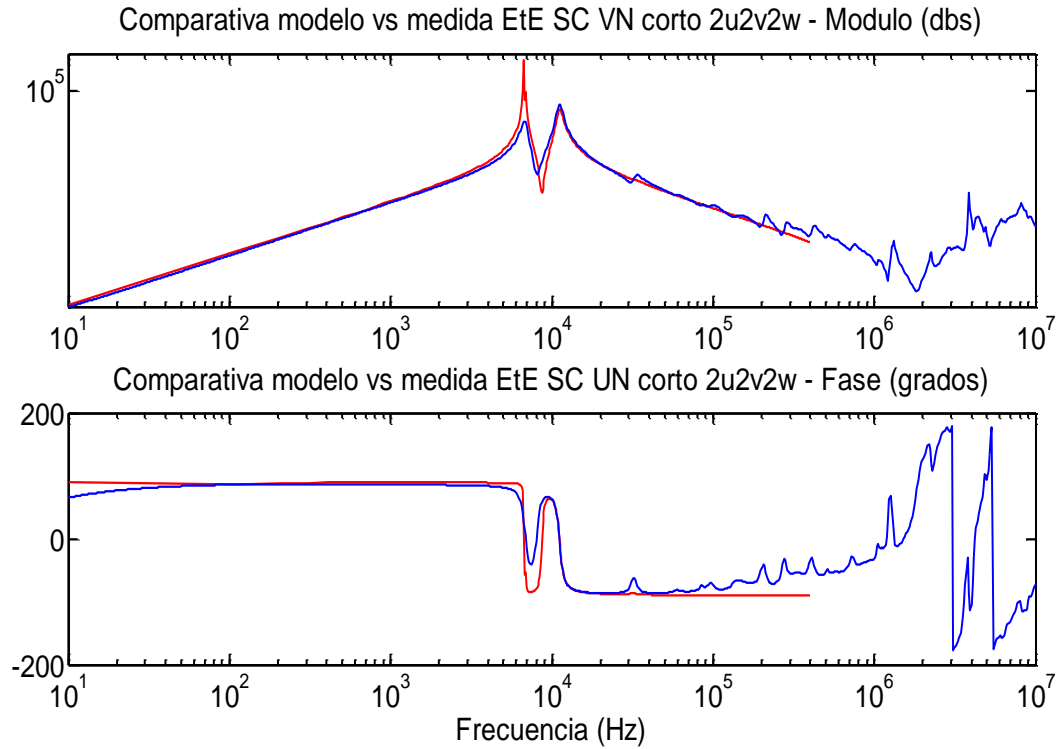


Figura 120. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC VN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%):23.7600

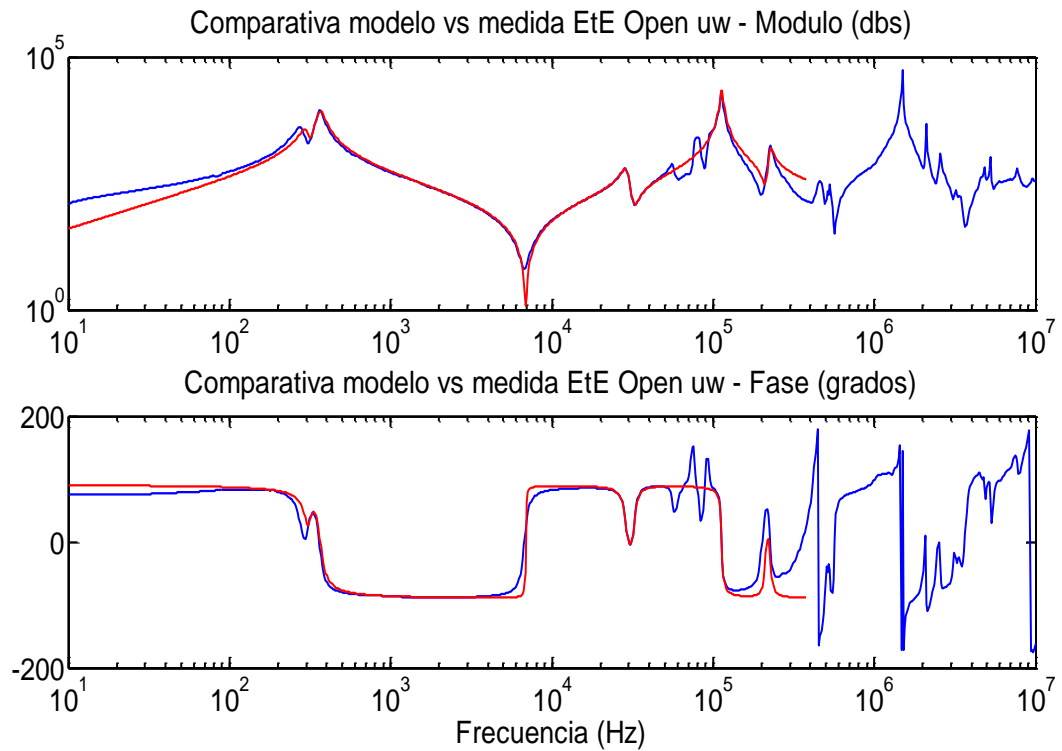


Figura 121. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open uw. Error de Ajuste (%):19.9035 (en baja frecuencia: 7.5065%)

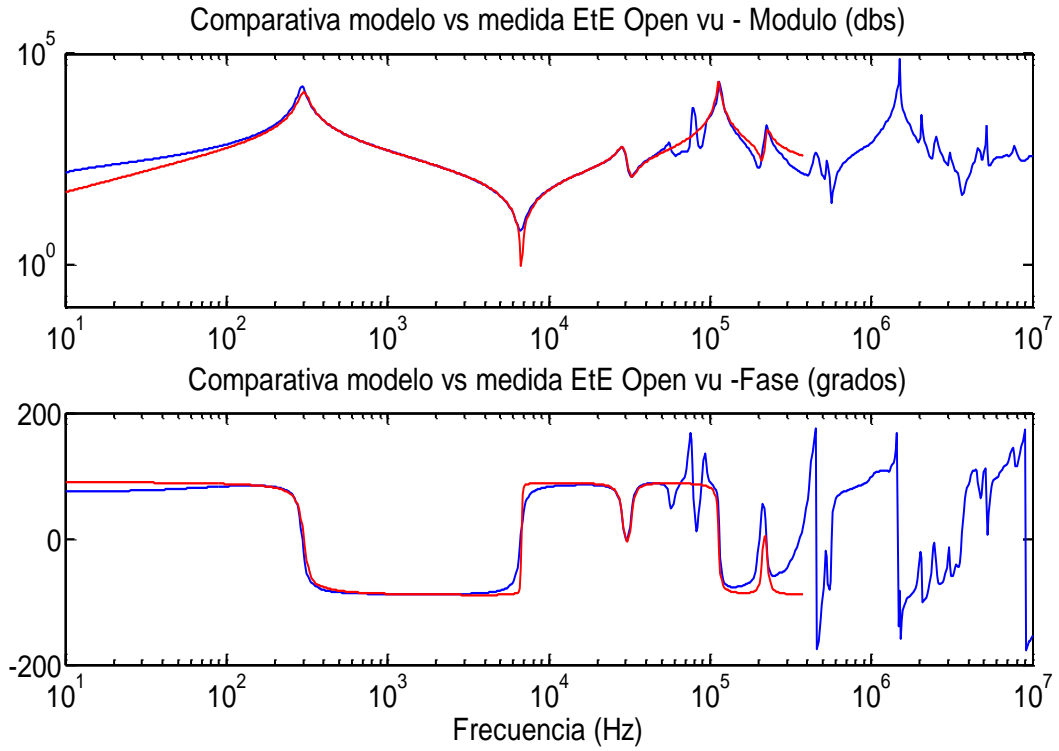


Figura 122. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open vu. Error de Ajuste (%):18.3935 (en baja frecuencia: 4.6324 %)

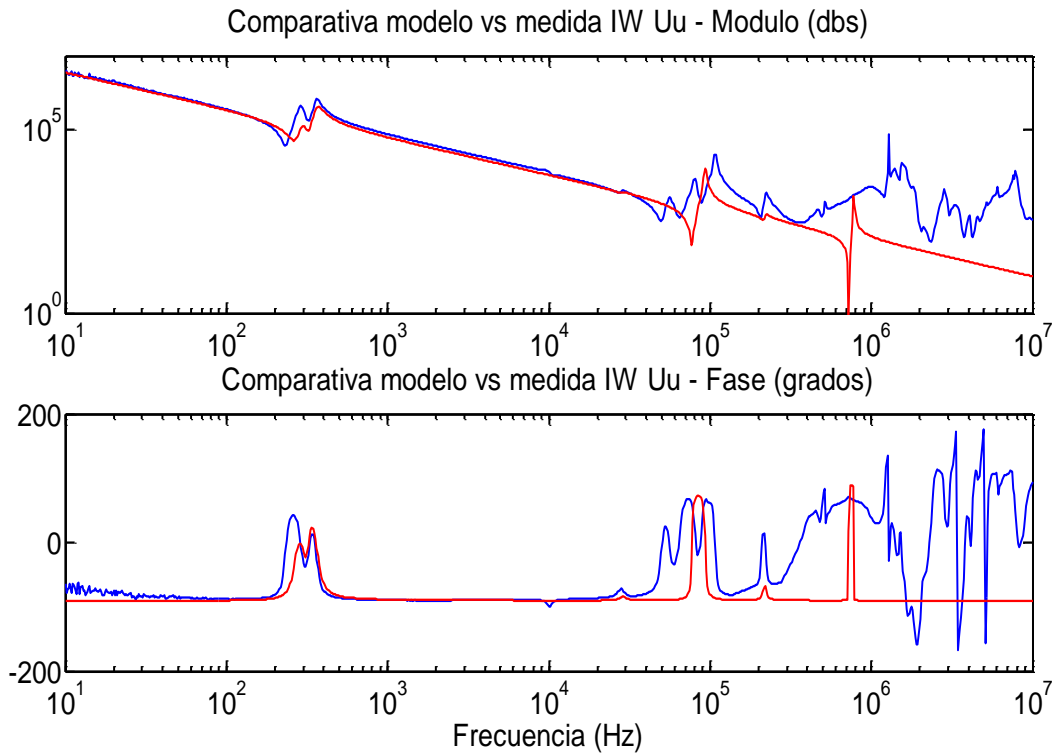


Figura 123. Comparación gráfica medida y simulación IW Uu. Error de Ajuste (%):22.3391

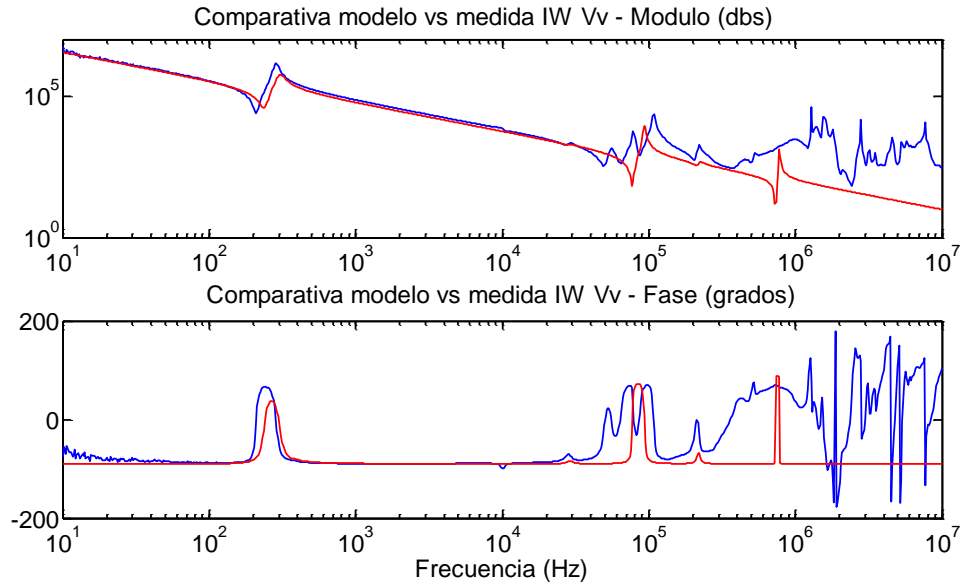


Figura 124. Comparación gráfica medida y simulación IW Vv. Error de Ajuste (%):23.2208

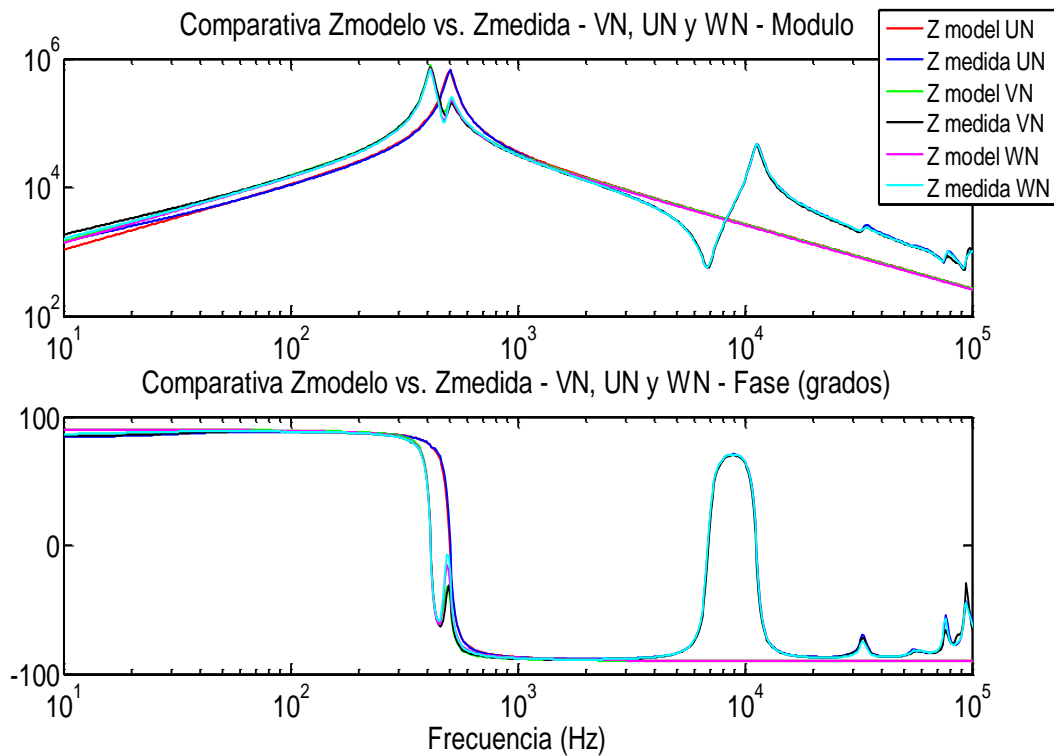


Figura 125. Comparación gráfica medida y simulación EtE Open VN, UN y WN. Estado Magnetizado.

Los resultados mostrados permiten demostrar la validez modelo y su uso como una herramienta de apoyo al diagnóstico, ya que es posible evaluar el estado del transformador a partir del análisis de sus parámetros.

6.4.2.3 Comparativa con medidas de Capacidad y Tangente de Delta.

Las medidas de la Capacidad Interwinding entre arrollamientos obtenidas en el ensayo estandarizado de Tangente de Delta con el equipo se muestran en la Tabla 13.

Por norma la medida de la capacidad de las fases U_u , V_v y W_w se debe realizar con los terminales de alta 1U,1V y 1W cortocircuitados entre sí, al igual que los de baja 2u, 2v y 2w. Esta conexión implica que las tres capacidades U_u , V_v y W_w se conectan en paralelo por lo que el resultado final será la suma aritmética de cada una de las capacidades C_i X por fase.

Vpru	Vmed	Imed	Frecuencia	Cp (nF)
Ensayo a Tensión Constante y Frecuencia Variable				
2000.0V	1993.0V	0.000762448A	15.0Hz	4.0593
2000.0V	2013.0V	0.001538196A	30.0Hz	4.0544
2000.0V	2002.0V	0.004071461A	80.0Hz	4.0465
2000.0V	2004.0V	0.006616558A	130.0Hz	4.0425
2000.0V	2004.0V	0.011690781A	230.0Hz	4.0368
2000.0V	2000.0V	0.016722901A	330.0Hz	4.0335
2000.0V	1997.0V	0.020236463A	400.0Hz	4.0316
Ensayo a Frecuencia Constante y Tensión Variable				
2000.0V	2006.0V	0.002552366A	50.0Hz	4.0504
4000.0V	4008.0V	0.005100364A	50.0Hz	4.0503
6000.0V	6016.0V	0.007654168A	50.0Hz	4.0500
8000.0V	8008.0V	0.010188167A	50.0Hz	4.0496
10000.0V	10027.0V	0.012756633A	50.0Hz	4.0496

Tabla 13. Resultados de la medida de Capacidad y Tangente de Delta.

Los valores de la Capacidad Interwinding obtenida para el modelo se recogen en la Tabla 12.

Se observa que el valor medio medido de 4.0435 nF y 4.05 nF en el ensayo a tensión y frecuencia constantes respectivamente difieren del obtenido en el modelo, en torno a 1,5 nF. Sin embargo, para que los valores sean comparables, es necesario considerar la conexión de la norma, por lo

que la comparación se debe hacer con la suma aritmética de los tres valores modelados, obteniéndose un total de 4.5271 nF, véase Tabla 14.

En este caso existe tan solo una desviación de -11.9 % y -11,8 % con respecto a los valores medidos, debida posiblemente a la diferencia de tensión del ensayo FRA, en torno a 10 Vrms en el mayor de los casos, frente a la utilizada en el ensayo de Tangente de Delta, del orden de los Kilovoltios.

El análisis demuestra que el valor del parámetro Ci X modelado coincide con el obtenido mediante una técnica estandarizada por la industria eléctrica.

C medio (nF)		Ci total (nF)	Dif (%) Medida vs. Modelado	
V cte. f variable	f cte. V variable	CiU+CiV+CiW	Medida V cte vs. Modelo	Medida f cte vs. Modelo
4.0435	4.0500	4.5271	-11.9597 %	-11.7808%

Tabla 14. Comparación del parámetro Ci X del modelo con medidas en Tangente de Delta

6.4.3 Transformador Trifásico 45048 20 kV / 6.6 kV 10 MVA

Los parámetros del modelo del transformador trifásico YNd11 20 kV/6.6kV de 10 MVA del mismo fabricante que el expuesto en el apartado 6.4.1 se muestran en la Tabla 15. La Figura 126 a Figura 137 demuestra que el modelo ajusta correctamente todas las respuestas en frecuencias medidas.

	Fase U	Fase V	Fase W
	M.N.B.F		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarBajaFrec.m, apartado VI.1		
Ln X (Henrios)	3,0336	6,8470	2,9410
CHV X (nFaradios)	12.88	12.95	12.92
Rn X (kΩ)	108,078	199,088	130,638
	M.N.A.F		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarRdLdserie.m, apartado VI.2 sobre medidas EtE Open lado HV		
Ld X (mHenrios)	1,56	1,57	1,56
Rd X (kΩ)	5,10	4,89	5,08
	M.A.A.F para HV		
Algoritmo de Cálculo	MinErrRelativoPonderado.m, apartado VI.3 sobre medidas EtE Open lado HV		
Lej X, j=1 (mH)	1,25082	1,34955	1,2783
Cej X, j=1 (nF)	12,06	11,04	12,04
Rej X, j=1 (kΩ)	3,62	3,948	3,77
Lej X, j=2 (mH)	0,37557	0,3247	0,3377
Cej X, j=2 (nF)	19,48	20,03	19,98
Rej X, j=2 (kΩ)	1,13	1,14	1,13
Lej X, j=3 (mH)	0,039691	0,04723	0,04083
Cej X, j=3 (nF)	45,224	37,71	40,92
Rej X, j=3 (kΩ)	0,24675	0,3082	0,2745

	M.A.A.F para LV		
Algoritmo de Cálculo	MinErrRelativoPonderado.m, apartado VI.3 sobre medidas EtE Open lado LV		
La X (mH)	1,34955	1,45320	1,36449
CLV X (nF)	6,626	6,934	6,793
Ra _x (Ω)	16,77	18,57	17,03
Lej X, j=1 (μH)	53,724	52,90	53,04
Cej X, j=1 (nF)	32,356	33,65	32,66
Rej X, j=1 (Ω)	423,9821	425,942	433,218
Lej X, j=2 (μH)	5,0778	6,9232	4,3465
Cej X, j=2 (nF)	57,76	50,278	55,385
Rej X, j=2 (Ω)	82,4979	80,6864	83,3805
	Parámetros Nx		
Algoritmo de Cálculo	Aplicación directa de Ecuación 36 sobre medidas Transfer		
Nx	1.76	1.76	1.76
	Parámetros Ci X		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarRCparaleloInterWinding.m, apartado VI.4 sobre medidas IW		
Ci X (nFaradios)	5,46	5,40	5,40

Tabla 15. Parámetros del modelo para Transformador Trifásico 45048 20 kV / 6.6 kV 10 MVA

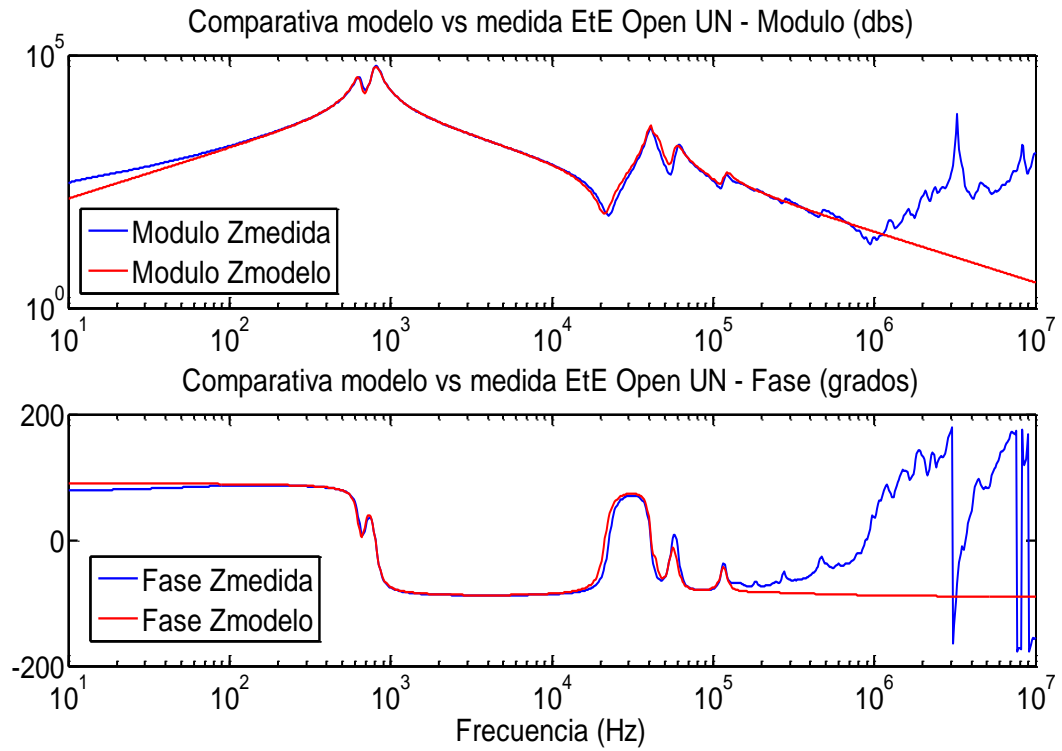


Figura 126. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open UN. Error de Ajuste (%):10.1922

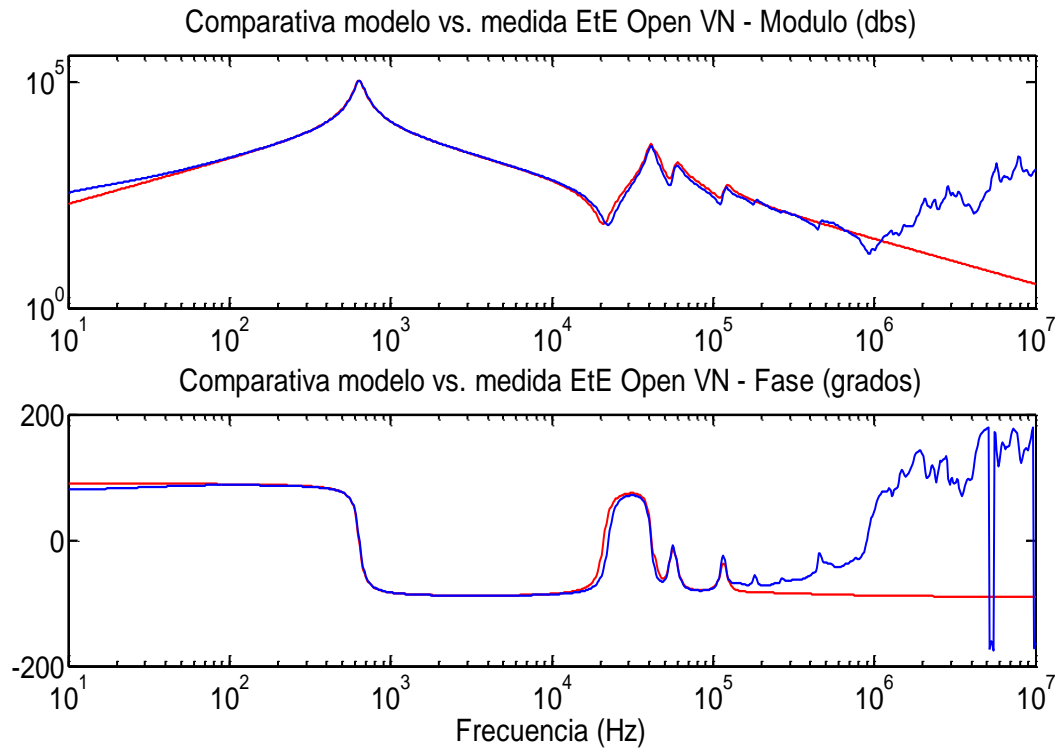


Figura 127. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open VN. Error de Ajuste (%):10.8629

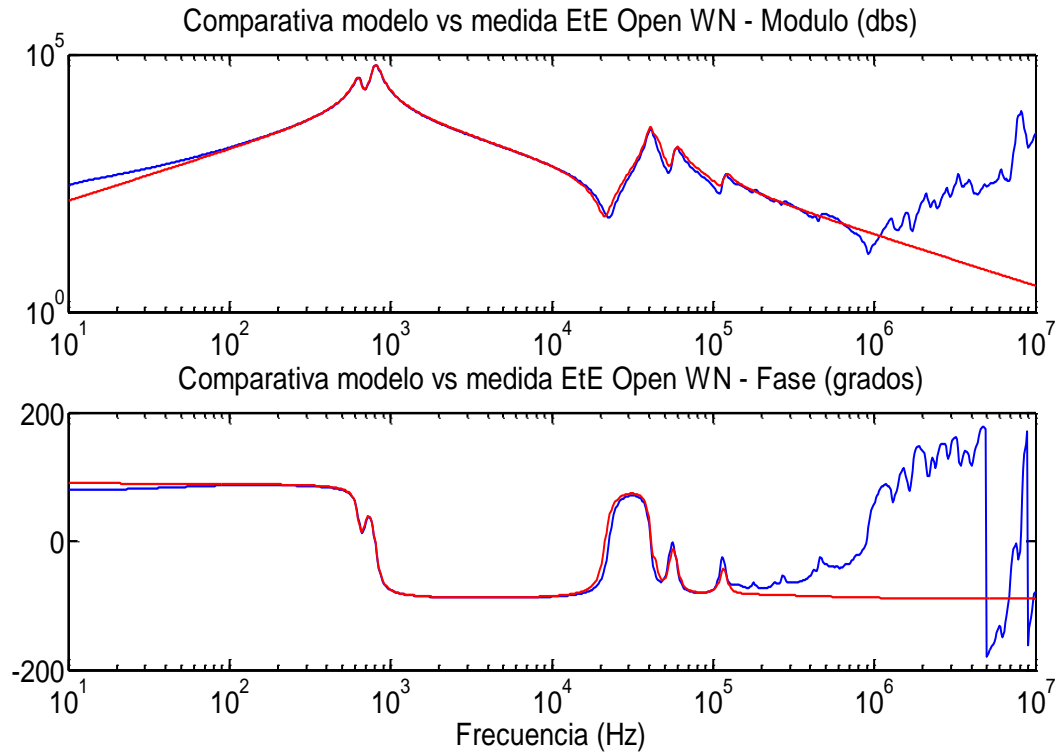


Figura 128. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open WN. Error de Ajuste (%):10.5277

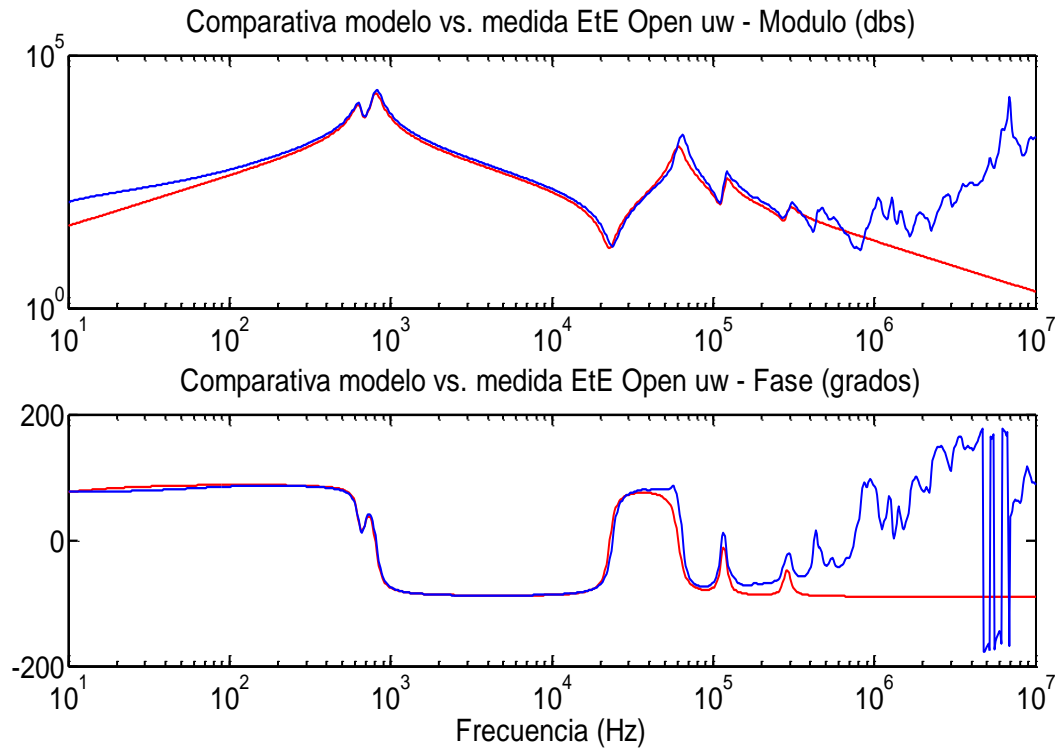


Figura 129. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open uw. Error de Ajuste (%):16.3892

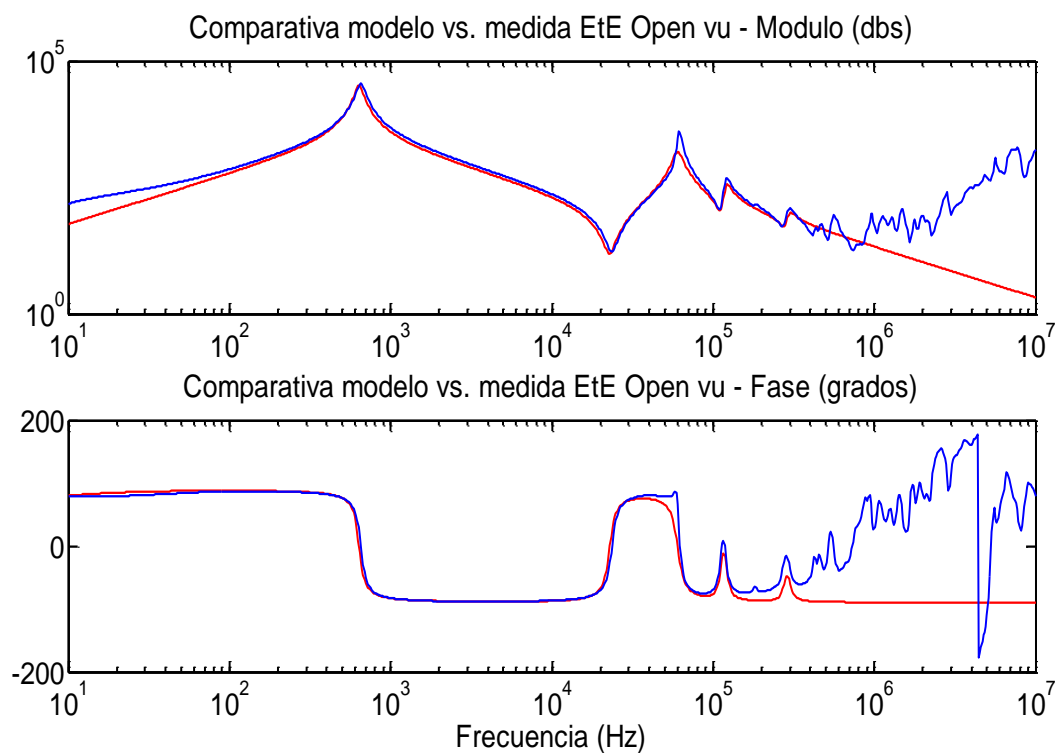


Figura 130. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open vu. Error de Ajuste (%):14.9603

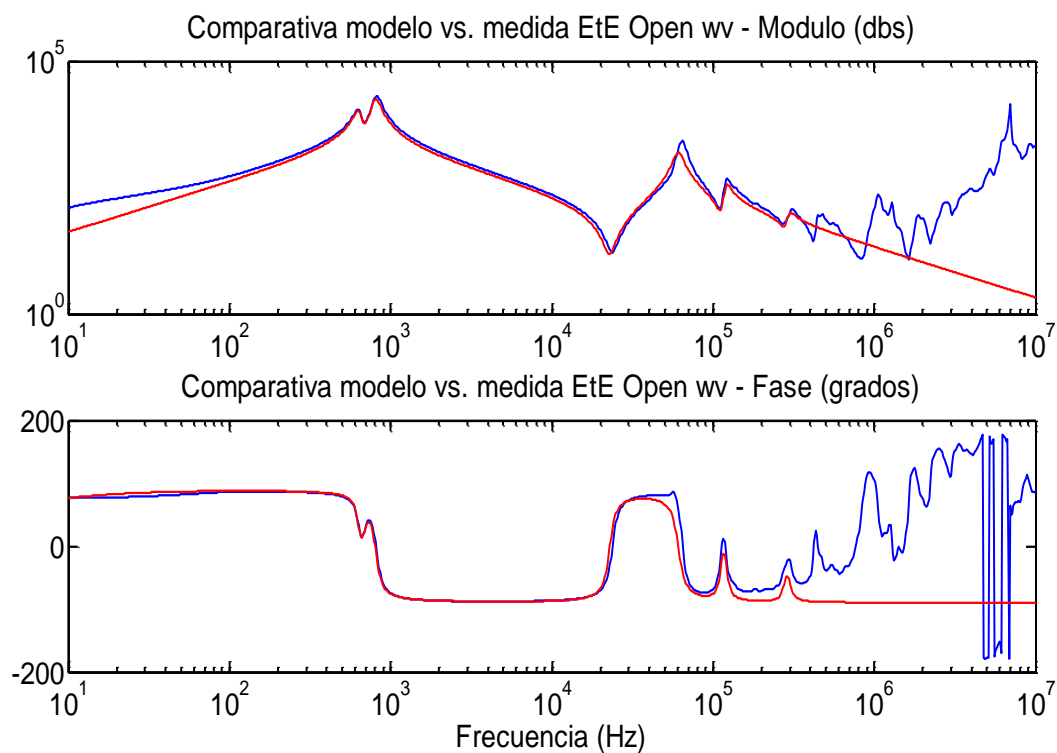


Figura 131. Comparación gráfica medida y simulación simulación EtE Open wv. Error de Ajuste (%):16.2649

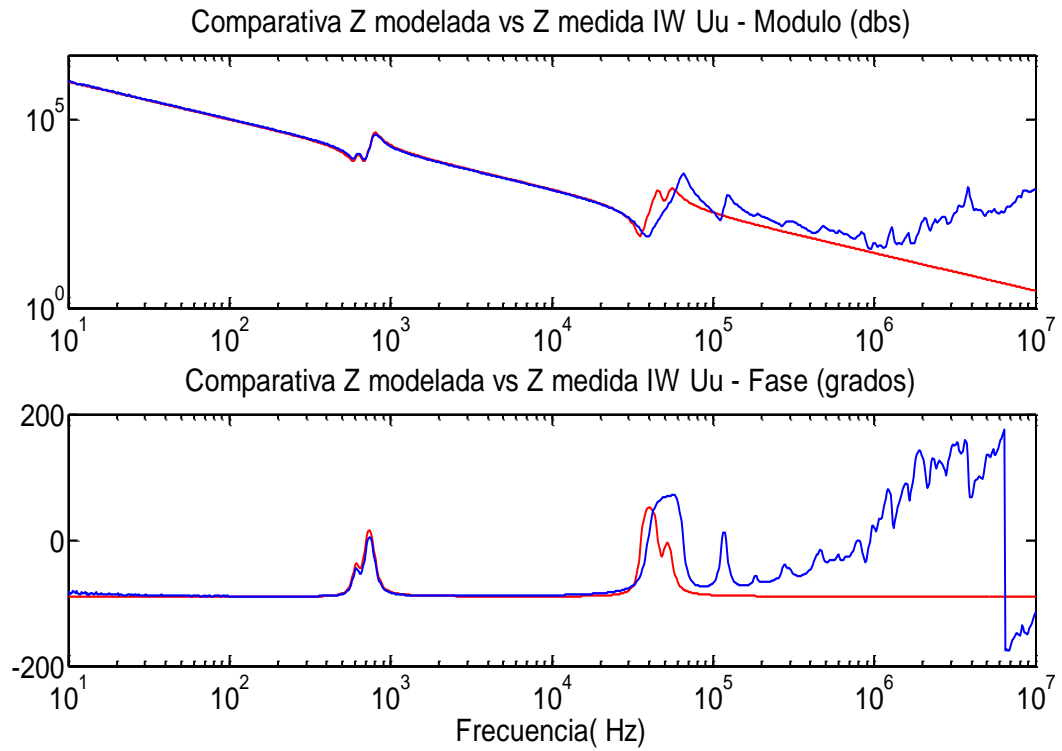


Figura 132. Comparación gráfica medida y simulación IW Uu. Error de Ajuste (%): 6.1684

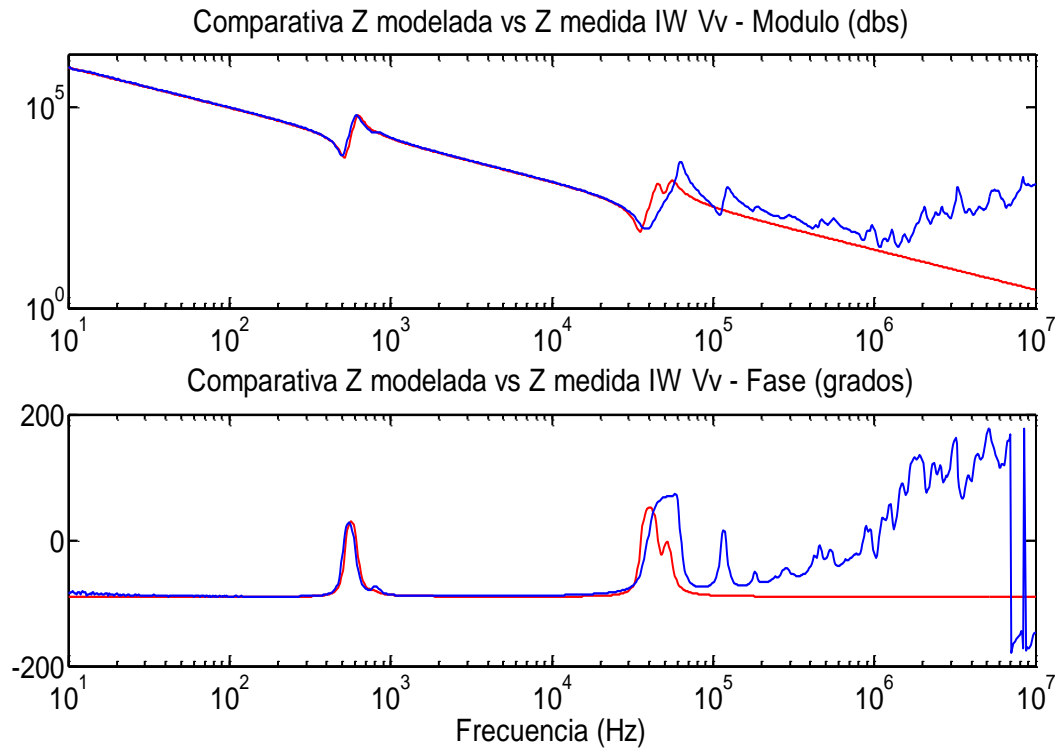


Figura 133. Comparación gráfica medida y simulación IW Vv. Error de Ajuste (%): 6.4646

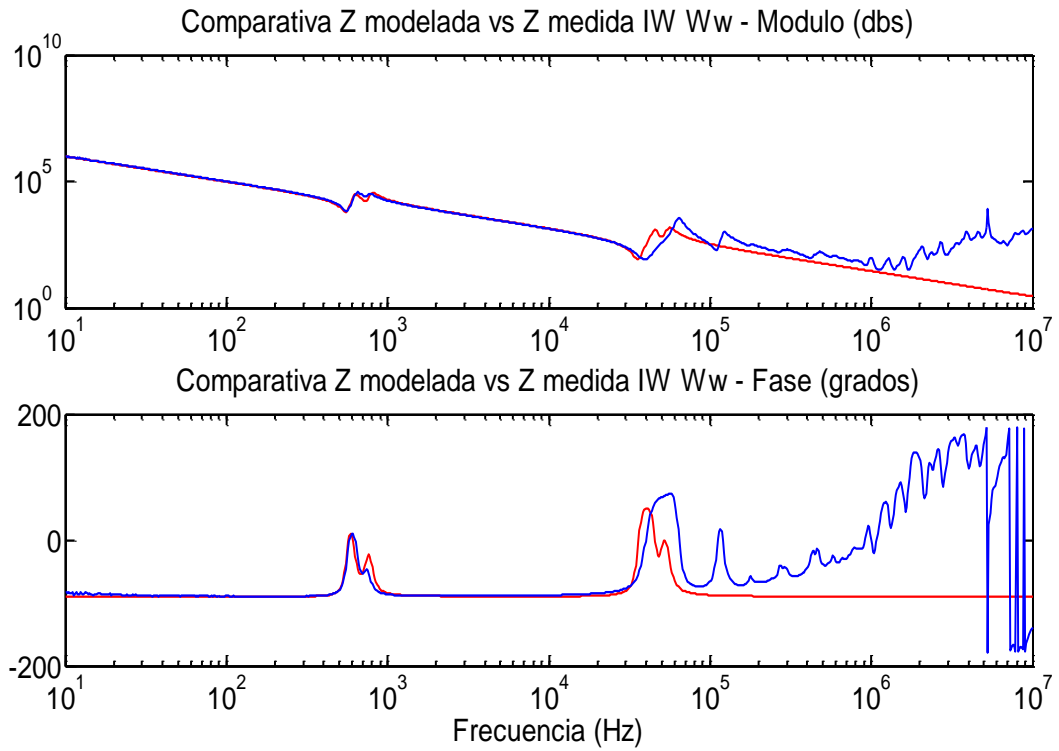


Figura 134. Comparación gráfica medida y simulación IW Ww. Error de Ajuste (%): 7.0018

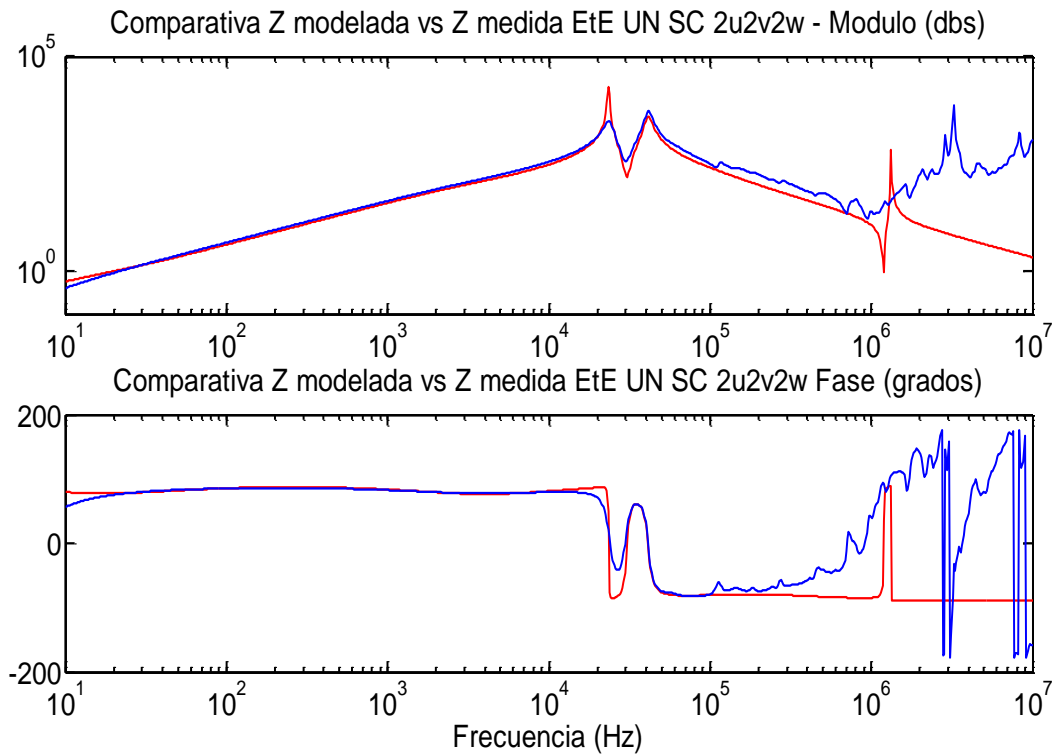


Figura 135. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%): 17.4777

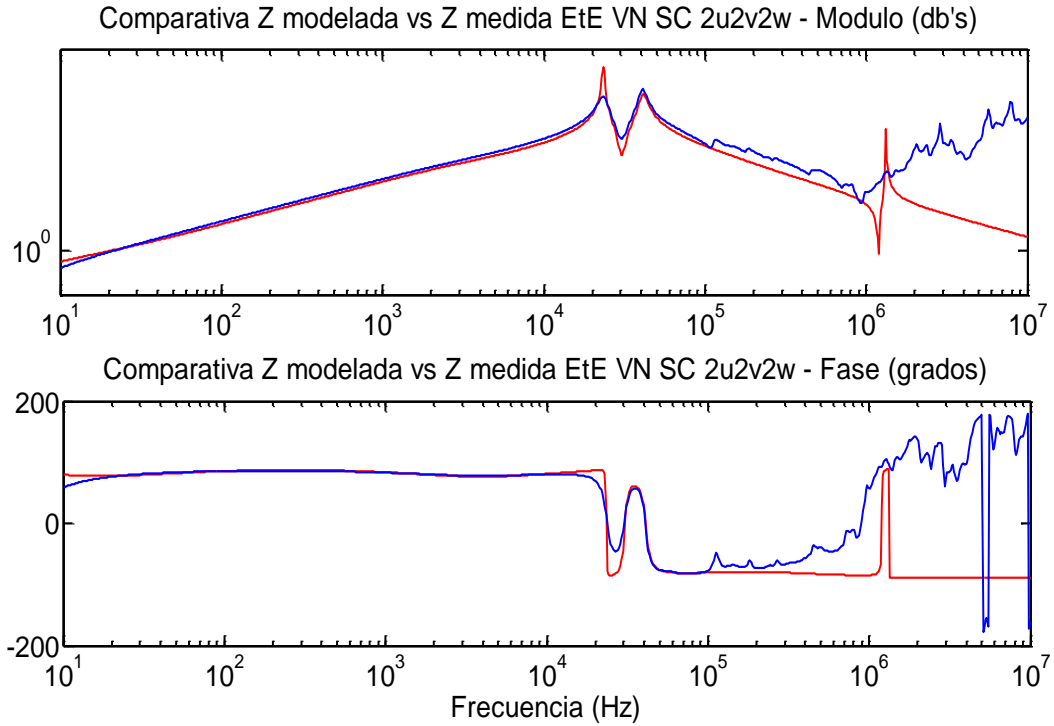


Figura 136. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%):18.6792

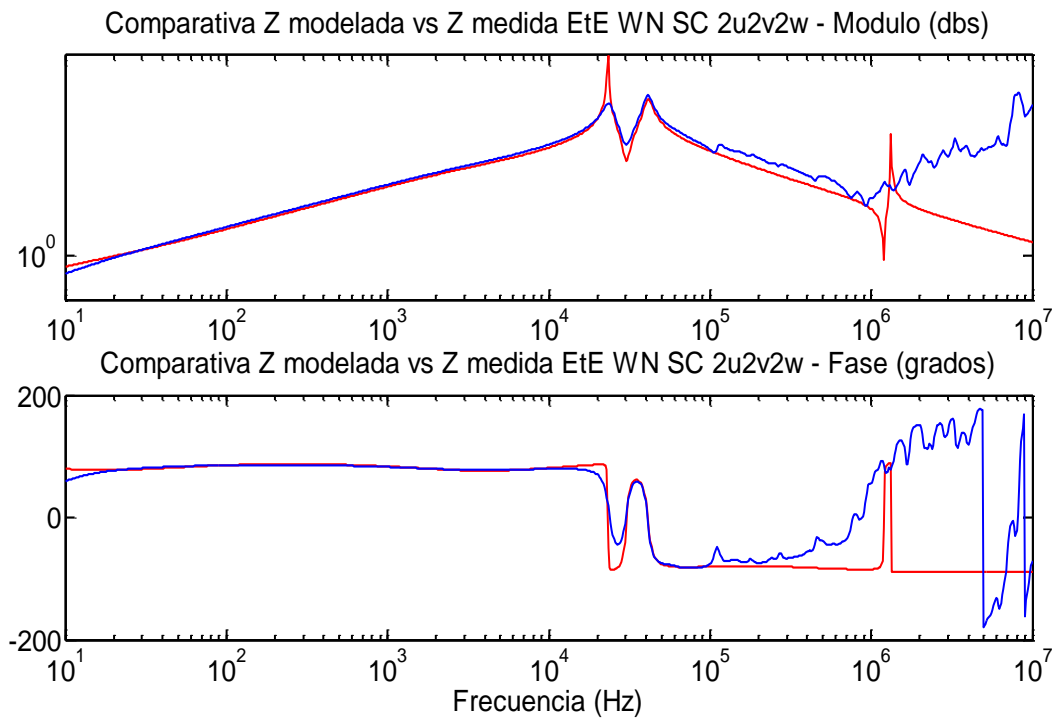


Figura 137. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. WN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%):16.9476

El transformador fue sometido a diversos ensayos estandarizados por lo que en los párrafos siguientes se muestra la comparación de los resultados con el modelo FRA obtenido.

6.4.3.1 Comparación de parámetros del modelo y Zcortocircuito.

El transformador es sometido al ensayo de Impedancia de Cortocircuito mediante el equipo CPC 100 de OMICRON®. Aprovechando la funcionalidad que ofrece, las medidas se realizaron a tensión y frecuencia variables. En la Tabla 16 se muestran los resultados obtenidos para la fase lateral U, muy similares a los de las fases V y W.

Frecuencia	V _{ensayo}	Módulo Zcorto (Ω)	Fase Zcorto (°)
15.0Hz	0.749133V	0.77082604	-73.5°
30.0Hz	1.475376V	1.48365379	-80.54°
70.0Hz	3.385927V	3.37903178	-84.47°
100.0Hz	4.833029V	4.78721634	-85.24°
200.0Hz	10.0568V	9.42495127	-85.76°
400.0Hz	25.409946V	18.5323898	-85.12°

Tabla 16. Resultados del ensayo de cortocircuito en fase U con equipo CPC100. Transformador Trifásico 45048 20 kV / 6.6 kV 10 MVA.

En la Figura 138 a Figura 140 se representan las impedancias medidas y simuladas mediante el modelo del transformador para las fases U, V y W respectivamente, en su forma de módulo, fase y componente inductiva. El resultado obtenido específicamente para la frecuencia estandarizada de ensayo de 50 Hz se muestra en la Tabla 17 junto con la impedancia obtenida mediante la simulación del modelo para esa misma frecuencia y la diferencia entre ambos valores para las tres fases ensayadas.

Los resultados de la comparación de las figuras y las diferencias numéricas obtenidas permiten concluir que el modelo permite simular el mismo resultado que el obtenido mediante una técnica estandarizada de medida, siendo complementaria a esta y asegurando la representatividad del comportamiento real del transformador.

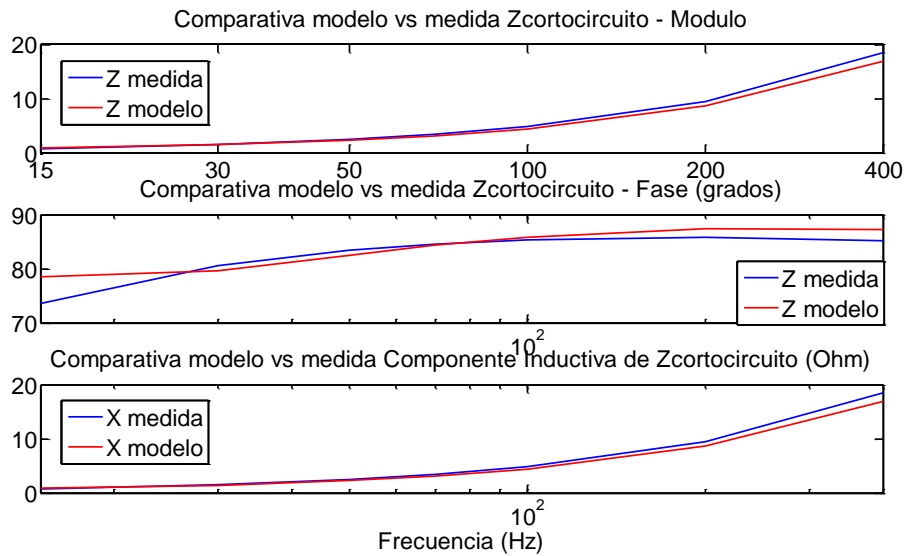


Figura 138. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. UN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%):8.0274

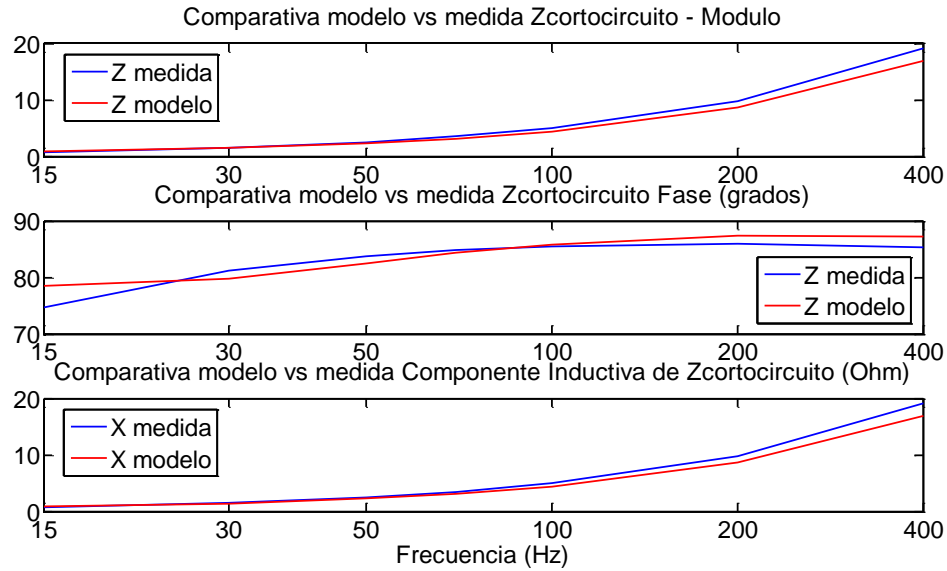


Figura 139. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. VN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%):10.1228

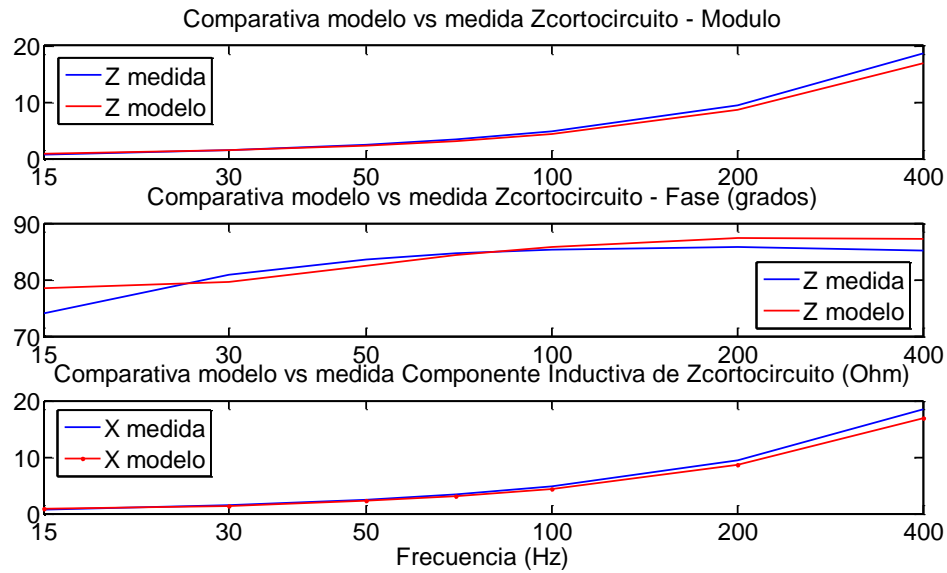


Figura 140. Comparación gráfica medida y simulación EtE SC. WN corto 2u2v2w. Error de Ajuste (%):8.2568

		UN	VN	WN
Zcorto MEDIDA (50Hz)	MODULO (Ω)	2.437	2.521	2.447
	FASE (grados)	83.35	83.35	83.56
Zcorto MODELADA	MODULO (Ω)	2.272	2.358	2.243
	FASE (grados)	82.54	83.05	83.01
	Diferencia (%)	6.89	6.58	8.38

Tabla 17. Comparativa de impedancia medida en ensayo a cortocircuito y modelada a partir de medidas de respuesta en frecuencia.

6.4.3.2 Comparación con la Impedancia de Vacío

El transformador es sometido al ensayo de Impedancia de Vacío, nuevamente mediante el equipo CPC 100 de OMICRON®, donde se obtiene la impedancia a 50 Hz desde los terminales de medida con el resto en circuito abierto.

En el modelo equivale a medir los parámetros inductivos referentes al núcleo, $L_n X$. Para que sean comparables con estos, se calcula el parámetro inductivo de la impedancia medida en el ensayo estandarizado y se compara con el parámetro $L_n X$ del modelo y medido en la respuesta en frecuencia, FRA.

Los resultados se muestran en la Tabla 18, donde se observa una enorme discrepancia. Las diferencias son debidas a que el Ensayo de Vacío requiere de la aplicación de tensiones de medida desde 2kV a 10kV, mucho mayores a la utilizada en el ensayo FRA.

Debido a la dependencia del comportamiento del núcleo con la tensión, analizada en el apartado 6.2.1 del capítulo, se puede concluir que el modelo no está diseñado para reproducir el comportamiento no lineal de la chapa magnética.

La única similitud radica en la relación que existe entre los caminos magnéticos del núcleo trifásico que se puede establecer a partir del cociente entre los parámetros $L_n X$ para cada una de las fases. De los datos de la Tabla 18 se comprueba que los caminos magnéticos de las dos fases laterales U y W son iguales para cualquier valor de tensión pero la relación entre el camino de la fase central V y cualquiera de las laterales difiere en mayor medida con el aumento de tensión.

			Ln X (Henrios)			Relación			Diferencia (%)		
		Vmedida (Vrms)	LnU	LnV	LnW	$\frac{L_nV}{L_nU}$	$\frac{L_nV}{L_nW}$	$\frac{L_nU}{L_nW}$	$\frac{L_nV}{L_nU}$	$\frac{L_nV}{L_nW}$	$\frac{L_nU}{L_nW}$
Ivacio		2000.00	78.52	155.90	79.23	1.99	1.97	0.99	-11.34	-11.64	-0.35
		4000.00	75.03	150.15	76.13	2.00	1.97	0.99	-10.64	-11.44	-0.90
		6000.00	70.57	128.65	71.79	1.82	1.79	0.98	-18.59	-19.53	-1.16
		8000.00	72.03	108.77	73.26	1.51	1.48	0.98	-32.56	-33.33	-1.15
FRA	Medida	1.41	3.44	7.70	3.46	2.24	2.23	0.99	0.00	0.00	0.00
	Modelo	-	3.034	6.847	2.941	2.26	2.33	1.03	0.79	4.54	3.72

Tabla 18. Comparativa de parámetros inductivos en la medida de vacío y modelo basado en respuestas FRA.

6.4.3.3 Comparación con Resistencia de Arrollamientos

El transformador es sometido al ensayo de Resistencia, mediante el equipo CPC 100 de OMICRON®, aplicando tensión continua como establece el estándar para evitar el efecto de la magnetización.

Los resultados de la Tabla 19 muestran que la resistencia del arrollamiento en continua no es visible en las medidas FRA, ni siquiera a las frecuencias más bajas cercanas a DC ni en las medidas en cortocircuito, donde el efecto magnetizante del núcleo está anulado.

Tipo de Medida	Rwinding (Ω)		Diferencia ²² (%)
	OMICRON CPC100 (Referencia)	FRA (medida a 10 Hz) OMICRON FRAnalyzer	
1U1N_corto2u2v2w	0.0957077	0.197142	-105.98
1V1N_corto2u2v2w	0.09574504	0.173988	-81.72
1W1N_corto2u2v2w	0.09637028	0.175269	-81.87
1U1N	-	57.872103	-
1V1N	-	57.351278	-
1W1N	-	59.957378	-
1U1V	0.19115227	-	-60367.55
1U1W	0.19174436	-	-59799.99
1V1W	0.19090874	-	-62115.63
2u2v	0.02010037	29.783100	-148071.90
2v2w	0.02014115	32.888478	-163189.97
2w2v	0.02019904	30.149496	-149162.02

Tabla 19. Comparativa de valores de impedancia en el ensayo de Resistencia y ensayo FRA.

6.4.3.4 Comparación con Relación de Transformación:

La relación de transformación que ofrece el fabricante se puede obtener directamente de la placa de características.

En la Tabla 20 se muestra este dato considerando el tipo de conexión del transformador junto con el parámetro de simulación del modelo, obtenido a partir de la respuesta en frecuencia.

²² Las diferencias en las medidas 1U1V, 1U1W y 1V1W se calculan comparando los valores FRA obtenidos mediante la suma aritmética de las medidas (1U1N+1V1N), (1U1N+1W1N) y (1V1N+1W1N) respectivamente.

Se puede comprobar como ambos resultados son prácticamente idénticos, concluyendo que nuevamente la respuesta en frecuencia y el modelo desarrollado representan fielmente la realidad del transformador.

Medida Transfer	Placa Características (posición TAP 3)		FRA (simulado a 50Hz)		Diferencia (%)
	Expresión	[V/V]	[db's]	[V/V]	
UN - 2u2w	$\frac{20 \text{ kV}}{6.6 \text{ kV}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$	1.75	-4.9 db's	1.76	-0.48
VN - 2v2u		1.75	-4.89 db's	1.76	-0.36
WN - 2w2v		1.75	-4.9	1.76	-0.48

Tabla 20. Comparativa de valores de la Relación de Transformación en placa de características y medida en ensayo FRA.

6.4.3.5 Comparación con Capacidad y Tangente de Delta

El transformador es sometido al Capacidad y Tangente de Delta mediante el equipo CPC 100 y TD1 de OMICRON® de igual forma que se aplicó al transformador n° 45051 del apartado 6.4.1.

Las medidas obtenidas se recogen en la Tabla 21 mientras que los valores de la Capacidad Interwinding obtenida para el modelo se encuentran en la Tabla 15

Vpru	Vmed	Imed	Frecuencia	Cp (nF)
Ensayo a Tensión Constante y Frecuencia Variable				
2000.0V	2009.0V	0.002914827A	15.0Hz	15,3914908
2000.0V	2004.0V	0.005801033A	30.0Hz	15,358385
2000.0V	2003.0V	0.015426909A	80.0Hz	15,3191085
2000.0V	2013.0V	0.025165142A	130.0Hz	15,3013621
2000.0V	1998.0V	0.044116335A	230.0Hz	15,2807478
2000.0V	1994.0V	0.063126801A	330.0Hz	15,2670573
2000.0V	1998.0V	0.076636502A	400.0Hz	15,2595984
Ensayo a Frecuencia Constante y Tensión Variable				
2000.0V	2006.0V	0.009665455A	50.0Hz	15,336785
4000.0V	4016.0V	0.019348929A	50.0Hz	15,336339
6000.0V	6017.0V	0.028988686A	50.0Hz	15,3359398
8000.0V	8001.0V	0.038549044A	50.0Hz	15,3362915
10000.0V	10006.0V	0.048210625A	50.0Hz	15,3365341

Tabla 21. Resultados de la medida de Capacidad y Tangente de Delta para Transformador Trifásico 45048 20 kV / 6.6 kV 10 MVA.

En el análisis comparativo de la Tabla 22 se observa que el valor medio medido de 4.0435 nF y 4.05 nF en el ensayo a tensión y frecuencia constantes respectivamente difieren de la suma de los parámetros $C_i X$ para las tres fases en un -6%.

De nuevo, como sucedía en la comparación de los resultados del transformador del apartado 6.4.1 se demuestra la validez topológica y de cálculo en los parámetros del modelo que representan el aislamiento dieléctrico, mediante la comparación con los valores obtenidos en la técnica estandarizada de Tangente de Delta.

C medio (nF)		Ci total (nF)	Dif (%) Medida vs. Modelado	
V cte. f variable	f cte. V variable	$C_{iU}+C_{iV}+C_{iW}$	Medida V cte vs. Modelo	Medida f cte vs. Modelo
15,3302	15,3364	16,26	-6.07	-6.02

Tabla 22. Comparación del parámetro $C_i X$ del modelo con medidas en Tangente de Delta

6.4.4 Transformador 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA

Al igual que para los transformadores del apartado 6.4.1 y 6.4.3, el transformador nº 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA es modelado y medido mediante el ensayo de Capacidad y Tangente de Delta con el equipo CPC100 de OMICRON®. Los parámetros del modelo se recogen en la Tabla 23 y la Figura 141 muestra la calidad del ajuste en el rango de baja frecuencia.

	Fase U	Fase V	Fase W
	M.N.B.F		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarBajaFrec.m, apartado VI.1		
Ln X (Henrios)	5,0190	10,6772	5,3102
CHV X (nFaradios)	13,95	14,65	13,96
Rn X (MΩ)	236,39	471,70	255,81
Error de ajuste (%)	12,8056	12,7675	11,3972
	M.A.A.F para LV		
Algoritmo de Cálculo	MinErrRelativoPonderado.m, apartado VI.3 sobre medidas EtE Open lado LV		
La X (mH)	5,0905	5,38	5,201
CLV X (nF)	6,8779	6,7253	6,8057
	Parámetros Ci X		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarRCparaleloInterWinding.m, apartado VI.4 sobre medidas IW		
Rango Frecuencia (Hz)	[1-100]	[1-100]	[1-100]
Nº de puntos n	135	135	135
Ci X (nFaradios)	8,9070	8,8930	8,8980
Ri X (MΩ)	9,294	10,072	9,294
Error de ajuste (%)	2,5375	2,7342	2,5425

Tabla 23. Valores de los parámetros del modelo para Transformador 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA

En la Tabla 24 se recogen los resultados del ensayo de Tangente de Delta y en la Tabla 25 la comparativa con los parámetros del modelo. De nuevo se comprueba que ambas técnicas son complementarias.

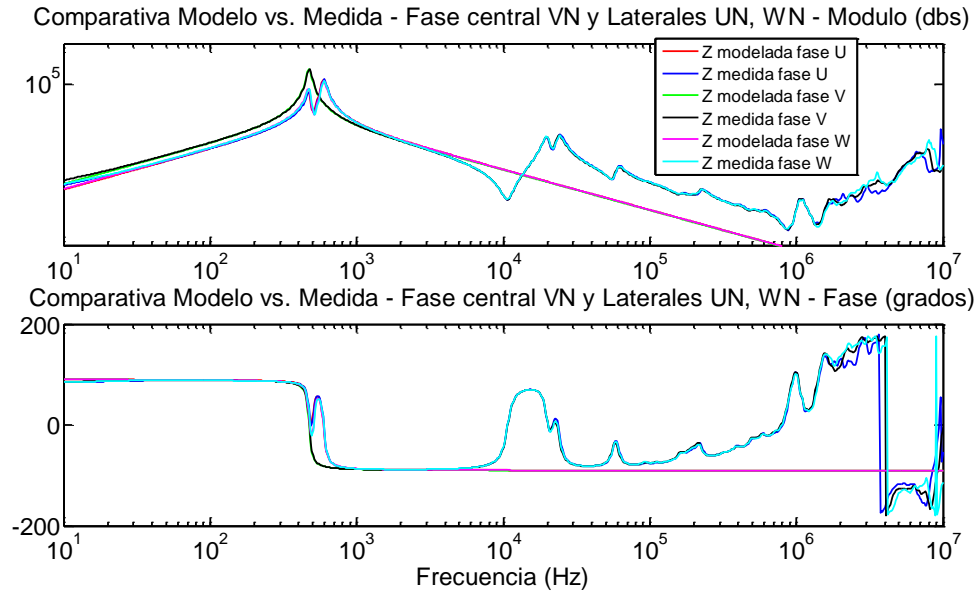


Figura 141. Comparativa entre impedancia medida y modelada para el ancho de banda de frecuencias medias de n_{mfiv} puntos en fase central y lateral para arrollamiento LV. Modulo en gráfica superior y Fase en la inferior.

Vpru	Vmed	Imed	Frecuencia	Cp (nF)
Ensayo a Tensión Constante y Frecuencia Variable				
2000	1986	0.00162864	15	8.70144
2000	2009	0.00329382	30	8.69587
2000	2010	0.00877301	80	8.68276
2000	2014	0.01426959	130	8.67622
2000	1999	0.02504451	230	8.66791
2000	1998	0.03588968	330	8.66251
2000	1998	0.0434794	400	8.65957
Ensayo a Frecuencia Constante y Tensión Variable				
2000.0V	2006.0V	0.005476321A	50.0Hz	8.6899
4000.0V	4018.0V	0.010968835A	50.0Hz	8.6885
6000.0V	6021.0V	0.016433233A	50.0Hz	8.6882
8000.0V	8014.0V	0.021874652A	50.0Hz	8.6882
10000.0V	10028.0V	0.027371885A	50.0Hz	8.6883

Tabla 24. Resultado del ensayo de Capacidad y Tangente de Delta para Transformador 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA

C medio (nF)		Ci total (nF)	Dif (%) Medida vs. Modelado	
V cte. f variable	f cte. V variable	CiU+CiV+CiW	Medida V cte vs. Modelo	Medida f cte vs. Modelo
8.6780E	8.6887	8.8993	-2.42	-2.55

Tabla 25. Comparativa de Capacidad Interwinding entre resultados del ensayo de Tangente de Delta y parámetros del modelo para Transformador 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA.

6.4.5 Transformador Trifásico 45049 66kV/11kV YNd11 9 MVA

El análisis para el Transformador Trifásico 45049 66kV/11kV YNd11 9 MVA es idéntico al realizado al Transformador 44829 45kV/21.5kV YNd11 25 MVA en el apartado 6.4.4.

La Tabla 26, Tabla 27 y Tabla 28 muestran los parámetros del modelo, resultados del ensayo de Tangente de Delta y comparativa respectivamente.

	Fase U	Fase V	Fase W
	M.N.B.F		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarBajaFrec.m, apartado VI.1		
Ln X (Henrios)	31,20	59,75	28,83
CHV X (nFaradios)	4,82	5,01	4,84
Rn X (MΩ)	0,77	1,44	1,07
Error de ajuste (%)	4,91	4,20	4,99
	M.A.A.F para LV		
Algoritmo de Cálculo	MinErrRelativoPonderado.m, apartado VI.3 sobre medidas EtE Open lado LV		
La X (mH)	1,5403	1,6755	1,5835
CLV X (nF)	2,842	2,6247	2,7439
	Parámetros Ci X		
Algoritmo de Cálculo	OptimizarRCparaleloInterWinding.m, apartado VI.4 sobre medidas IW		
Rango Frecuencia (Hz)	[1-100]	[1-100]	[1-100]
Nº de puntos n	135	135	135
Ci X (nFaradios)	1,6597	1,6597	1,6607
Ri X (MΩ)	9,211	10,201	9,211
Error de ajuste (%)	4,2702	4,6936	4,6168

Tabla 26. Valores de los parámetros del modelo para Transformador Trifásico 45049 66kV/11kV YNd11 9 MVA.

V _{pru}	V _{med}	I _{med}	Frecuencia	C _p (F)
Ensayo a Tensión Constante y Frecuencia Variable				
2000.0V	1992.0V	0.000909957A	15.0Hz	4.8466E-09
2000.0V	2008.0V	0.001832508A	30.0Hz	4.8423E-09
2000.0V	2011.0V	0.004887247A	80.0Hz	4.8341E-09
2000.0V	2008.0V	0.007919325A	130.0Hz	4.8290E-09
2000.0V	2014.0V	0.01404209A	230.0Hz	4.8234E-09
2000.0V	2002.0V	0.020011575A	330.0Hz	4.8198E-09
2000.0V	1998.0V	0.024198143A	400.0Hz	4.8178E-09
Ensayo a Frecuencia Constante y Tensión Variable				
4.8382E-09	4.8382E-09	4.8382E-09	4.8382E-09	4.8382E-09
4.8382E-09	4.8382E-09	4.8382E-09	4.8382E-09	4.8382E-09
4.8373E-09	4.8373E-09	4.8373E-09	4.8373E-09	4.8373E-09
4.8373E-09	4.8373E-09	4.8373E-09	4.8373E-09	4.8373E-09
4.8373E-09	4.8373E-09	4.8373E-09	4.8373E-09	4.8373E-09

Tabla 27. Resultado del ensayo de Capacidad y Tangente de Delta para Transformador Trifásico 45049 66kV/11kV YNd11 9 MVA

C medio (nF)		Ci total (nF)	Dif (%) Medida vs. Modelado	
V cte. f variable	f cte. V variable	CiU+CiV+CiW	Medida V cte vs. Modelo	Medida f cte vs. Modelo
4.8178E-09	4.8377E-09	4.98	-3.10	-2.98

Tabla 28. Comparativa de Capacidad Interwinding entre resultados del ensayo de Tangente de Delta y parámetros del modelo para Transformador Trifásico 45049 66kV/11kV YNd11 9 MVA

6.4.6 Relación entre parámetros del modelo y características del transformador.

En la Tabla 29 se comparan los valores de los parámetros más significativos del modelo para los cuatro transformadores de potencia analizados en el apartado 6.4.

Se comprueba como el análisis cuantitativo de los parámetros están de acuerdo con las pautas constructivas del transformador, lo que demuestra que el modelo representa correctamente la realidad física del transformador y por tanto su comportamiento.

		Nº TRANSFORMADOR			
DATOS CONSTRUCTIVOS		44829	45048	45049	45051
Grupo de Conexión		YNd11	YNd11	YNd11	YNd11
Potencia (MVA)		25	10	9	6
Tensión (kV/kV)		45/21,5	20/6,6	66/11	66/5,25
Ln X(H)	Fase U	5,02	3,03	31,20	45,70
	Fase V	10,68	6,85	59,75	83,54
CHV X (nF)	Fase U	13,95	12,89	4,82	3,96
	Fase V	14,65	12,95	5,01	4,27
La X (mH)	Fase U	5,09	1,35	1,54	1,87
	Fase V	5,38	1,36	1,68	1,87
CLV X (nF)	Fase U	6,88	6,62	2,84	1,07
	Fase V	6,73	6,52	2,62	1,10
Ci X (nF)	Fase U	8,90	5,46	1,66	1,51
	Fase V	8,89	5,40	1,66	1,57

Tabla 29. Comparación de parámetros del modelo para transformadores constructivamente distintos

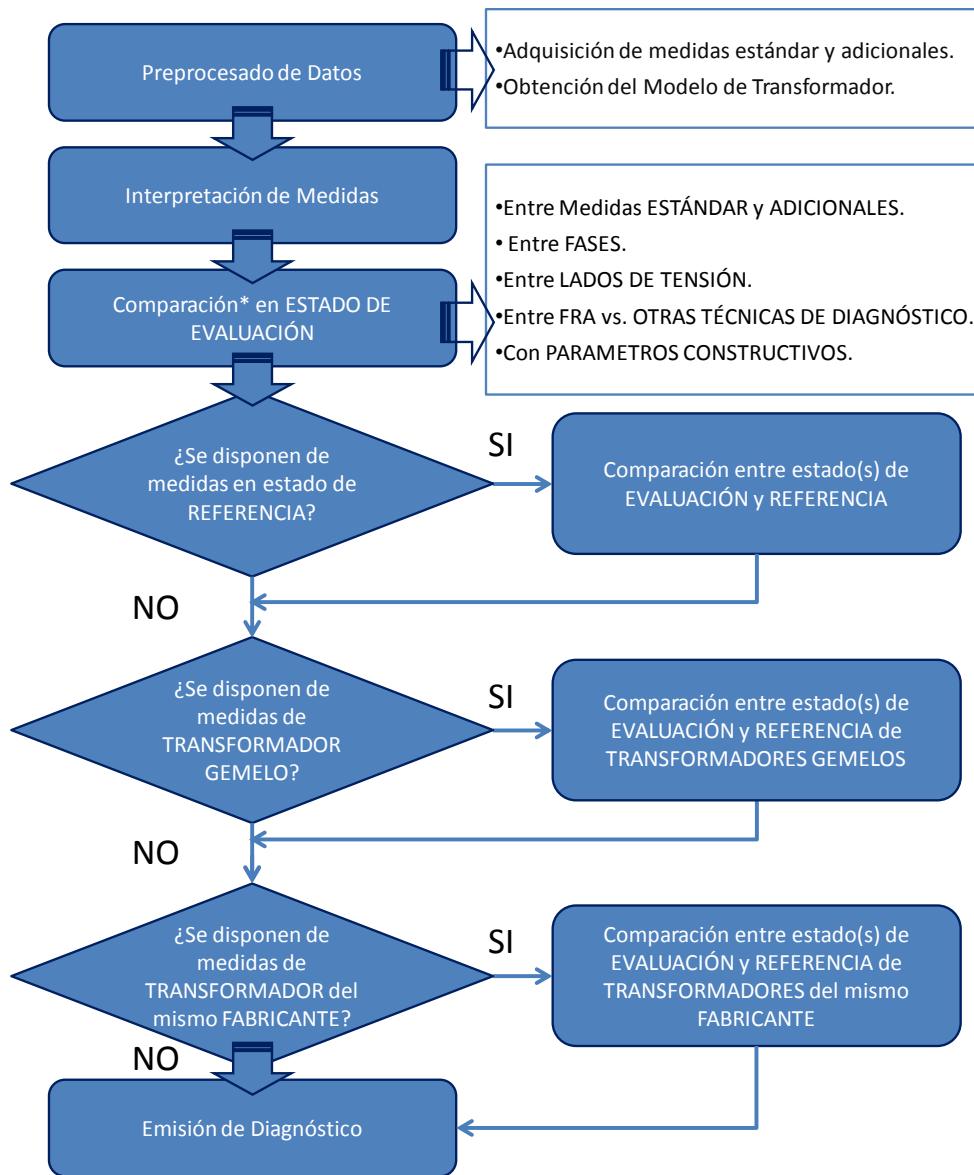
Del análisis de la comparativa se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- Existe una relación directa entre el parámetro Ln X, que representa la magnetización por cada una de las fases del núcleo trifásico, y la tensión del arrollamiento de alta. Una tensión elevada requiere un número de vueltas N_p elevado y por tanto una inductancia de alto valor. Este comportamiento se observa de igual modo para el arrollamiento de baja tensión.

- Para arrollamientos de igual tensión, existe una relación inversa entre el parámetro $L_n X$ y la potencia del transformador. Con el número de vueltas N_p constante y considerando transformadores con núcleos fabricados con el mismo material en la chapa magnética, la reluctancia del camino magnético es menor en transformadores de menor potencia y por tanto de menor tamaño. Y una menor reluctancia equivale a una mayor inductancia.
- Existe una relación directa entre la capacidad del arrollamiento, representada por el parámetro $CHV X$ y la potencia del transformador. Resulta lógico que una mayor potencia requiera un mayor aislamiento y por tanto una capacidad más elevada.
- Para transformadores de potencia similar (se compara transformador 45048 de 10 MVA con 45049 de 9 MVA) una disminución en la tensión del arrollamiento implica un aumento en la corriente y por tanto en el diámetro del conductor. Un conductor más grueso implica un volumen de dieléctrico mayor y por tanto una mayor capacidad. Por tanto aparece una relación inversa entre tensión y capacidad para transformadores de potencias similares. Este patrón se repite para el arrollamiento del lado de baja.
- Existe una relación directa entre el parámetro $L_a X$, que representa la inductancia del camino magnético en el dieléctrico entre arrollamientos, y la tensión del arrollamiento de baja. Al igual que para el parámetro $L_n X$, una mayor tensión implica un mayor número de vueltas N_s y por tanto una mayor inductancia. Para el transformador n° 45051 que se sale de la norma enunciada, la relación de transformación es la más elevada. A priori este dato provoca que la separación entre arrollamiento de alta y baja sea mayor para asegurar un aislamiento suficiente, lo que reduciría la reluctancia del parámetro $L_a X$, provocando su aumento.
- Existe una relación directa entre el parámetro $C_i X$ (nF), representativo del aislamiento entre arrollamientos con la potencia y por tanto con el tamaño del transformador. Las causas, al igual que en el caso del parámetro $CHV X$ se pueden achacar a un mayor nivel de aislamiento.

Capítulo 7. Procedimiento de Diagnóstico

El procedimiento de diagnóstico desarrollado en base al modelo obtenido se fundamenta en los pasos especificados en la Figura 142



*Cuando se hace referencia a la comparación, se refiere tanto a gráfica como entre parámetros del modelo

Figura 142. Proceso de Diagnóstico basado en el modelo.

En los siguientes apartados se especifica el modo de aplicar el proceso completo y los criterios obtenidos a partir del uso del modelo.

7.1 Preprocesado de Datos de Medida.

En primer lugar es imprescindible disponer de los datos necesarios para proceder a su análisis y posterior interpretación con fines diagnósticos.

Por tanto los primeros pasos consisten en la adquisición de las medidas por medio del ensayo FRA y el posterior modelado de las mismas.

7.1.1 Obtención de medidas estandarizadas y adicionales.

Los estándares de FRA, [1]-[4] establecen el número y configuración de medidas que se deben realizar en el ensayo, limitándolas a cuatro tipos EtE Open, EtE SC, IW y Trnf.

Sin embargo, existen medidas no contempladas en el estándar que pueden ofrecer datos relevantes para la detección y cuantificación de un defecto concreto, [66], [192].

La función de estas medidas adicionales es doble:

- Puede revelar comportamientos del transformador que no son visibles en las respuestas estandarizadas.
- Pueden ofrecer la misma información de forma redundante que las respuestas estandarizadas que en caso de no coincidir, puede indicar la presencia de un fallo.

Estas dos características de las medidas aplicadas en el modelo implican que:

- Existen parámetros, indicativos de una parte del transformador, que son única o especialmente visibles cuando otros parámetros o submodelos presentan opacidad y se anula su efecto. Esto se consigue únicamente con configuraciones de medidas adicionales y distintas a las estandarizadas. Puede darse la situación en la que el fallo afecte únicamente al parámetro en cuestión y por tanto sería enmascarado por el efecto de otros submodelos en las medidas estandarizadas.
- El mismo parámetro del circuito que constituye el modelo puede formar parte de la impedancia equivalente medida desde distintos terminales y con diferentes configuraciones de medida. Un comportamiento o valor distinto en el mismo parámetro en dos medidas diferentes puede ser indicativo de un fallo.

Es difícil establecer unívocamente el tipo y número de respuestas adicionales a medir, ya que dependerán de la naturaleza del fallo, aunque se puede ofrecer un ejemplo concreto:

El parámetro La X del arrollamiento de baja representa el camino magnético concéntrico al arrollamiento de LV y se cierra por el dieléctrico entre HV y LV para una misma fase. Debido a su reducido valor, consecuencia de la baja permeabilidad del medio dieléctrico con respecto al núcleo, su efecto es opaco en la respuesta en frecuencia excepto:

1. En el rango de alta frecuencia I en la medida estandarizada EtE Open del arrollamiento LV.
2. Reflejado en el rango de baja frecuencia en la medida estandarizada EtE Open del arrollamiento HV.

3. En el rango de baja frecuencia en la medida NO estandarizada EtE SC desde LV con corto en HV.

El resultado de las simulaciones de cada una de las tres medidas con el mismo parámetro La X se puede utilizar para el diagnóstico. La discrepancia en cualquiera de las medidas simuladas podría ser indicativo de un posible fallo en la zona determinada por La X.

7.1.2 Modelado del Transformador a partir de los datos FRA.

Tras la medida, se procede a la obtención del valor de los parámetros del modelo mediante el procedimiento esquematizado en la Tabla 4 para el estado de evaluación

En este punto se puede realizar una inspección cuantitativa de los valores obtenidos para evaluar si son correctos, considerando la Tabla 30, resumen del significado de cada parámetro y en base a los siguientes criterios aplicables a un transformador sano:

Modelo	Parámetro	Rango de frecuencia	Representación Física*
M.N.B.F	Ln X	Baja	Magnetización en núcleo por columna de fase
	Rn X		Pérdidas en el núcleo
M.A.M.F para HV	CHV X	Media y Alta I	Capacidad a lo largo del arrollamiento HV
M.N.A.F	Ld X	Alta I	Magnetización en núcleo y dieléctrico
	Rd X		Pérdidas en núcleo-dieléctrico
M.A.A.F para LV	La X	Alta II	Magnetización por dieléctrico contiguo a arrollamiento de LV
	CLV X		Capacidad a lo largo del arrollamiento LV
	Ra X		Pérdidas en dieléctrico alrededor de arrollamiento
M.A.A.F	Lej X		Magnetización por dieléctrico contiguo sección de arrollamiento
	Cej X		Capacidad a lo largo de sección de espiras de arrollamiento
	Rej X		Pérdidas en sección del arrollamiento
	Nx	Baja-Media	Relación de transformación HV-LV en arrollamientos concéntricos
	Ci X	Todo	Capacidad entre arrollamientos concéntricos
	Ri X		Pérdidas dieléctricas entre arrollamientos concéntricos

*La representación física de cada parámetro es para cada una de las fases de forma independiente

Tabla 30. Parámetros del modelo y su significado físico.

- Debido al distinto valor de la permeabilidad del medio que representan, se establece la siguiente relación con respecto al valor de los parámetros inductivos:

$$L_n X > L_d X > L_a X > L_{ej} X$$

- De igual forma, se establece la misma relación para los parámetros resistivos:

$$R_n X > R_d X > R_a X > R_{ej} X$$

- Los parámetros capacitivos presentan valores del mismo orden de magnitud.

$$C_{HV} X \cong C_{LV} X \cong C_i X$$

- En una sección de arrollamiento, se cumple que los valores de $L_{ej} X$ disminuyen con j y $C_{ej} X$ aumenta con j .

$$L_{e1} X > L_{e2} X > \dots > L_{en} X$$

$$C_{e1} X < C_{e2} X < \dots < C_{en} X$$

- La relación de transformación N_x medida de alta a baja siempre debe ser mayor o igual a 1.

7.2 Interpretación de las Medidas

7.2.1 Clasificación de las Medidas y sus parámetros de Influencia.

Para interpretar las distintas medidas del ensayo es preciso clasificarlas e identificar los posibles efectos externos de influencia, externos al transformador, en la respuesta. Para ello es preciso considerar los siguientes aspectos:

- Histórico del transformador y posible causa de defecto.
- Tipo de Medida: Estandarizada (EtE Open, EtE SC, IW, Trnf) o adicional.
- Grupo de conexión del transformador: Yy, Yd, Dy, Dd, otros.
- Técnica de medida: SFRA, IFRA.
- Equipo de medida (máxima resolución alcanzada) y tipo de cables utilizados.
- Tensión de entrada: de 0.01 Vrms a 10 Vrms.
- Posición del Cambiador de Tomas.
- Conexión a GIS y Tipo de bornas. En el rango de alta frecuencia, el efecto de la impedancia de la borna puede ser de especial relevancia, tal y como se apunta en la referencia [69].
- Cantidad de aceite en cuba.

Nótese que para realizar la interpretación de las distintas medidas se ha procedido a clasificar el rango de frecuencias en función de la diferenciación establecida en la medida End-to-End Open para el lado de HV.

7.2.2 Interpretación de Medida End-to-End Open.

El análisis del circuito del modelo permite identificar las distintas zonas de la curva EtE Open, donde se concentra la información más relevante para el diagnóstico.

La Figura 143 representativa de una respuesta EtE Open tipo se puede volver a analizar considerando la relación entre los parámetros y la estructura interna del transformador resumida en la Tabla 30, con lo que se obtienen los siguientes criterios para la interpretación de la medida:

- La zona de baja frecuencia se relaciona con el núcleo y por tanto depende de las tres columnas y los yugos.
- La zona de frecuencias medias depende de las tres capacidades acopladas de los arrollamientos de HV.
- La zona de alta frecuencia I en sus frecuencias más bajas está influida por las capacidades de los arrollamientos interactuando con la impedancia establecida por el camino de núcleo más dieléctrico. Los efectos de las tres fases están acoplados.

- La zona de alta frecuencia I en sus frecuencias más altas está determinada exclusivamente por la capacidad del arrollamiento de HV bajo medida.
- La zona de alta frecuencia II está determinada exclusivamente por las inductancias y capacidades establecidas en secciones del arrollamiento interactuando entre sí.
- La zona de muy alta frecuencia depende de los cables y el setup de medida.

Para el caso de la medida desde baja frecuencia, LV (véase Figura 144):

- Hasta el rango de alta frecuencia I la respuesta es una reproducción de la impedancia, y por tanto los efectos representados en la medida desde HV pero divididos por la relación de transformación al cuadrado, Nx^2 .
- A partir de alta frecuencia I, el arrollamiento de HV queda cortocircuitado virtualmente y en la medida únicamente interviene el M.A.A.F del arrollamiento de baja, constituido por las impedancias de $L_a X$, $C_{LV} X$ y $Z_{ej} X$.

7.2.3 Interpretación de Medida End-to-End Short Circuit.

Para la interpretación de las medidas tipo EtE SC es necesario diferenciar entre medidas desde HV y corto en LV y viceversa.

En el primer caso (Figura 145), la respuesta se interpreta atendiendo a siguientes criterios:

- En baja y media frecuencia se observa principalmente la impedancia del arrollamiento del lado de baja LV establecida por $L_a X$ y $Z_{ej} X$, pero reflejado en el lado de alta HV y por multiplicada por la relación de transformación al cuadrado, Nx^2 .
- En alta frecuencia I se produce la resonancia entre las inductancias anteriormente referidas y la capacidad $C_{HV} X$ propia del arrollamiento.
- En alta frecuencia II la medida está determinada por las impedancias $Z_{ej} X$ del arrollamiento medido, al igual que en la respuesta EtE Open. Por esa razón ambas respuestas coinciden a partir de este rango.

En el caso de que la medida sea tomada desde LV con el corto en HV (Figura 146):

- El efecto del núcleo y por tanto el acoplamiento está completamente anulado por lo que desde baja a alta frecuencia I la medida representa exclusivamente el comportamiento del arrollamiento de LV medido, principalmente su componente inductiva derivada del campo magnético en el dieléctrico entre arrollamiento de HV y LV.
- A alta frecuencia II la respuesta está determinada por la capacidad $C_{LV} X$ propia del arrollamiento de LV.

7.2.4 Interpretación de Medida Interwinding.

De la medida tipo IW (Figura 147) se puede extraer la siguiente información:

- En baja frecuencia, la respuesta depende exclusivamente del parámetro $C_i X$. Si existe algún tipo de conexión eléctrica entre los arrollamientos de distintas fases, como es habitual en Y ó

D, la tensión es igual en todos los arrollamientos, por lo que a baja frecuencia se observa la capacidad entre arrollamientos concéntricos de forma acoplada, es decir, de forma conjunta para las tres fases.

- La respuesta reproduce exactamente la zona de resonancia entre el M.N.B.F y el M.A.M.F que aparece en la medida EtE Open.
- Desde el rango de frecuencias medias, la impedancia obtenida en la medida está influenciada tanto por $C_i X$ como por la capacidad propia del arrollamiento de HV, $C_{HV} X$.

Se deduce por tanto que este tipo de medidas es un buen indicativo del estado del aislamiento, como se puso de manifiesto en el resultado experimental del apartado 6.4.1 del Capítulo 6.

7.2.5 Interpretación de Medida Transfer

La medida tipo Transfer (Figura 148) mide el cociente entre la tensión inducida en un arrollamiento y la aplicada en otro, normalmente concéntrico. Su interpretación se basa en dos puntos:

- En baja y media frecuencia, donde existe acoplamiento magnético entre arrollamientos concéntricos la medida es un número real (módulo constante y fase 0°)
- En alta frecuencia I y II no existe acoplamiento magnético entre arrollamientos por efecto de flujo magnético común por lo que la respuesta pierde el carácter constante anteriormente referenciado.

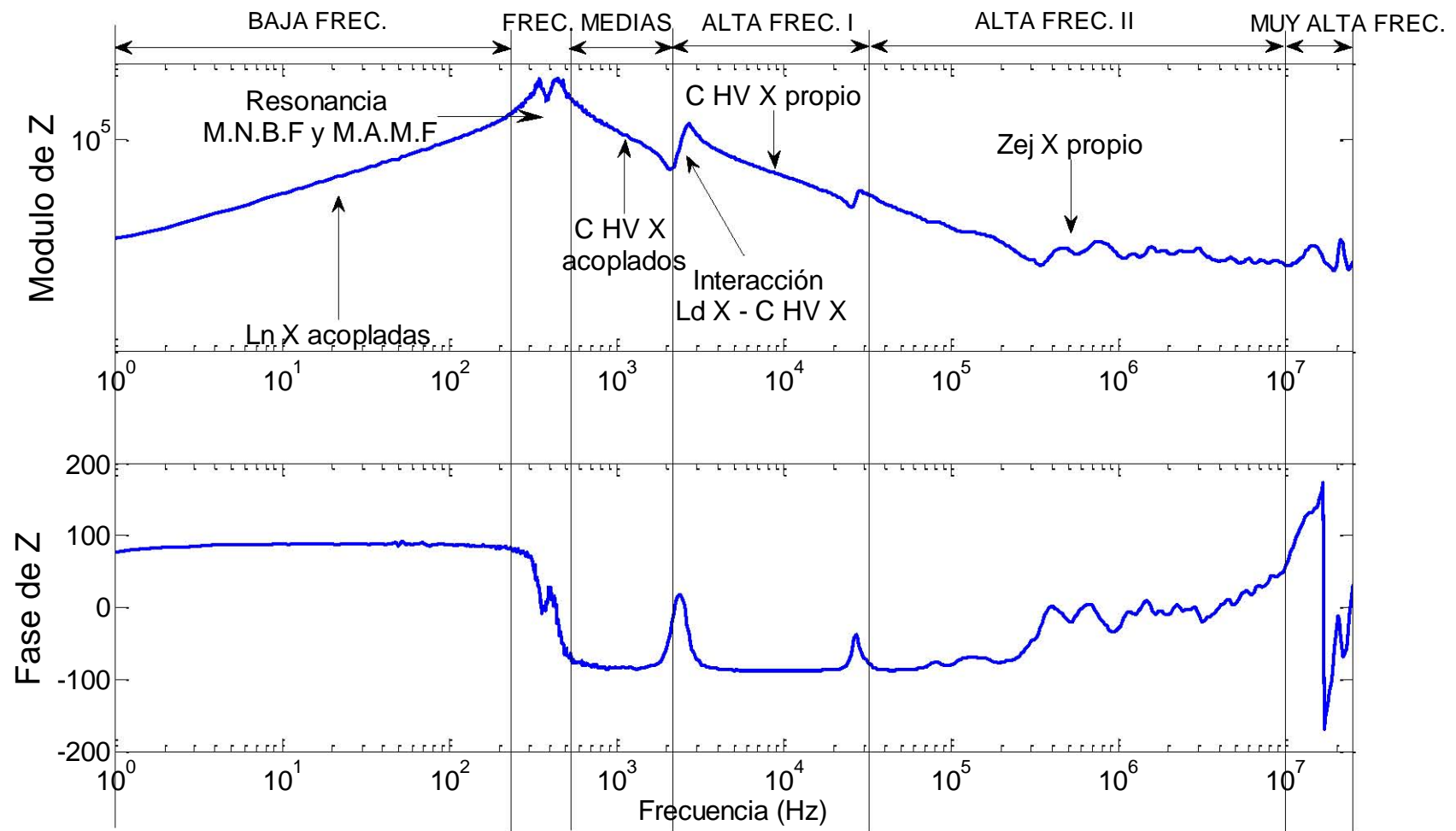


Figura 143. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open HV con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo.

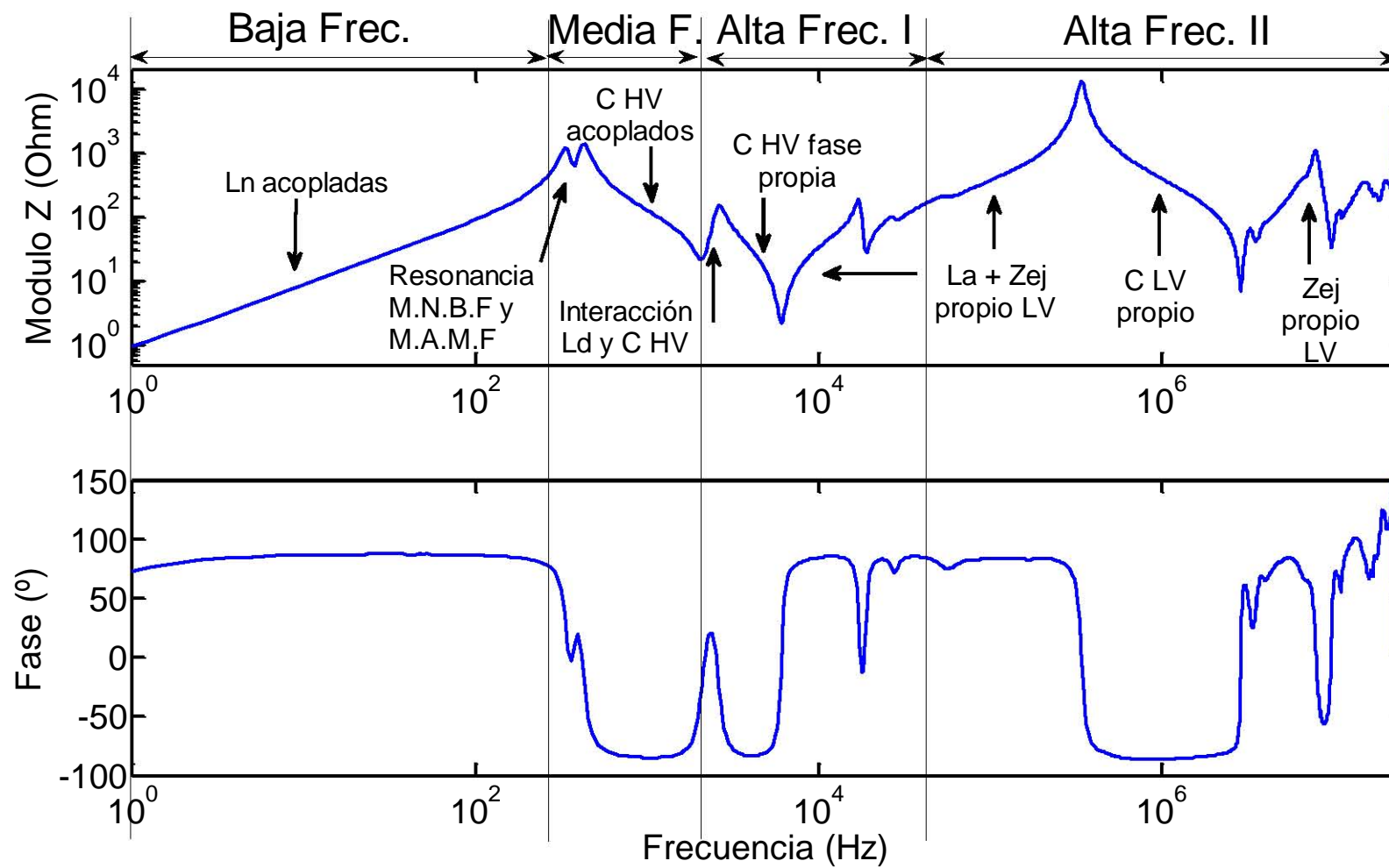


Figura 144. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open LV con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo.

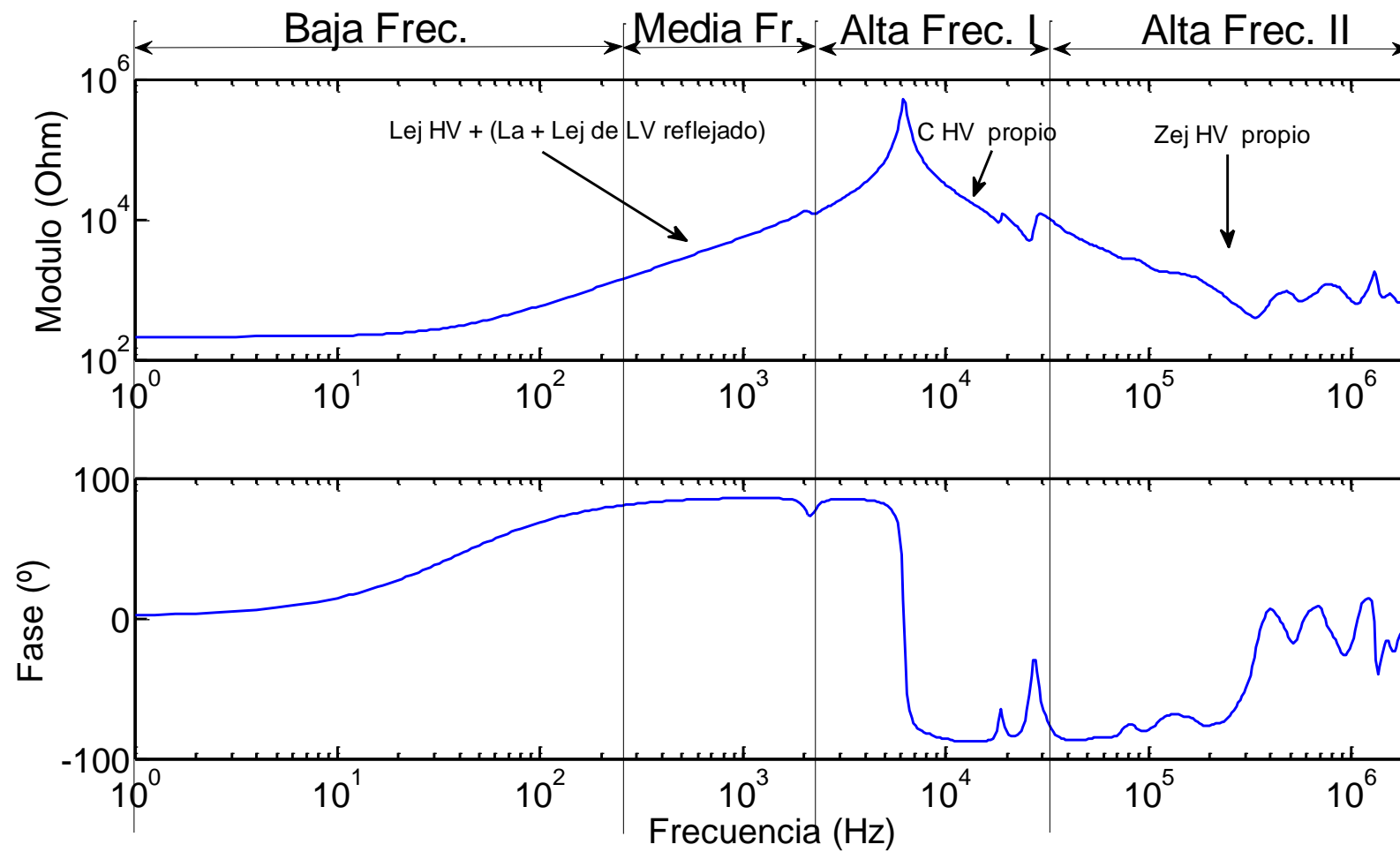


Figura 145. Respuesta en Frecuencia tipo EtE SC (HV con corto en LV) con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo

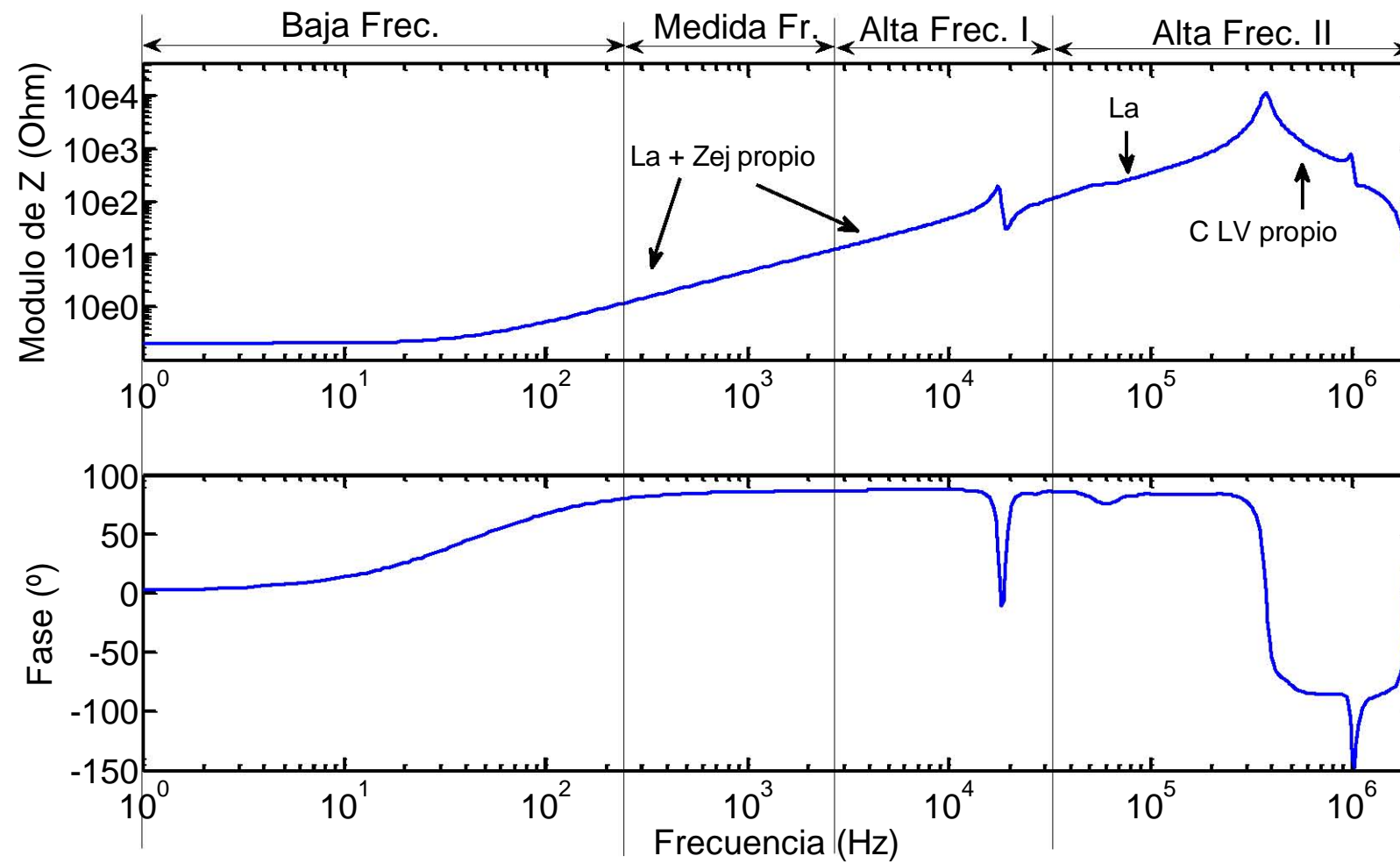


Figura 146. Respuesta en Frecuencia tipo EtE SC (LV con corto en HV) con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo

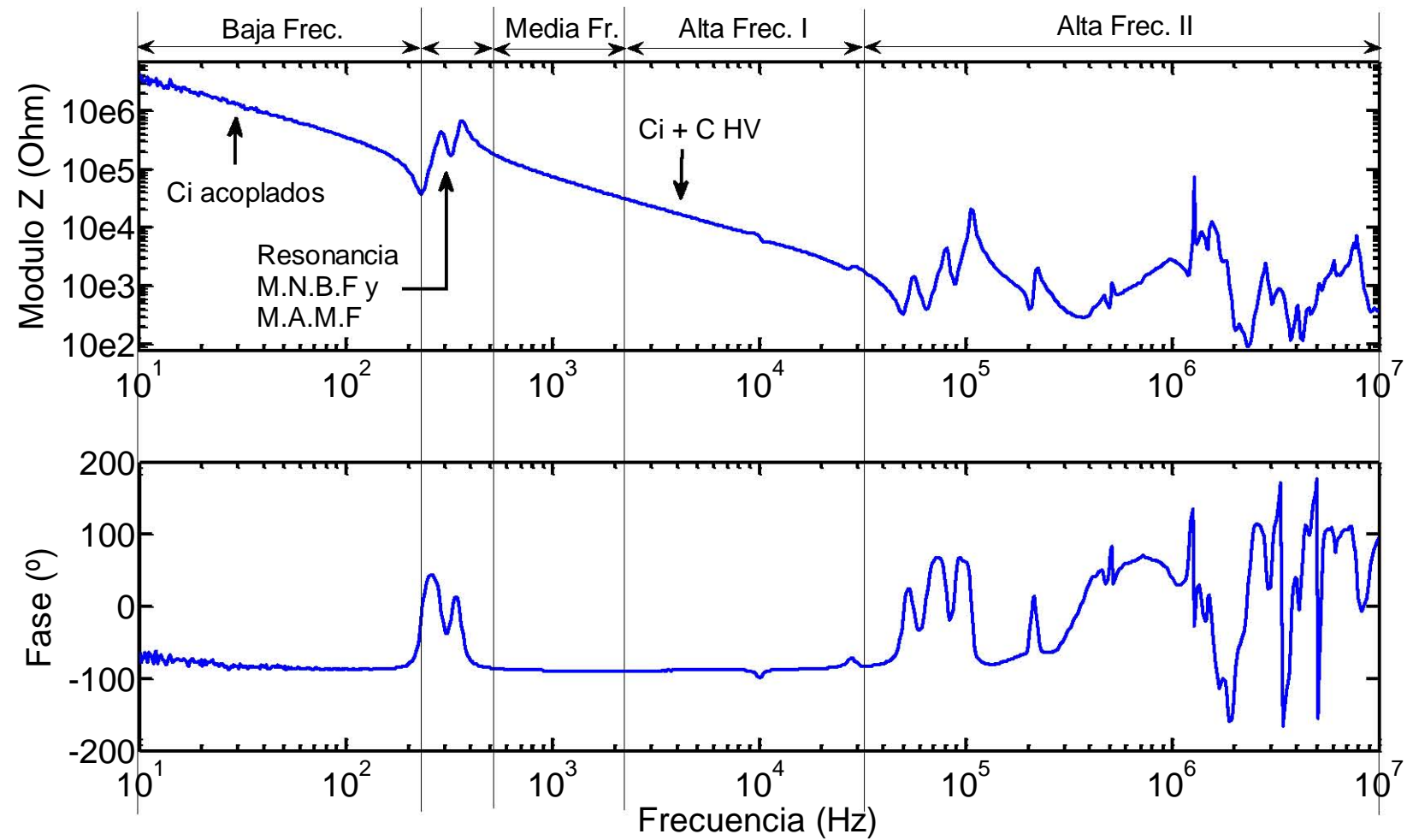


Figura 147. Respuesta en Frecuencia tipo IW con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo

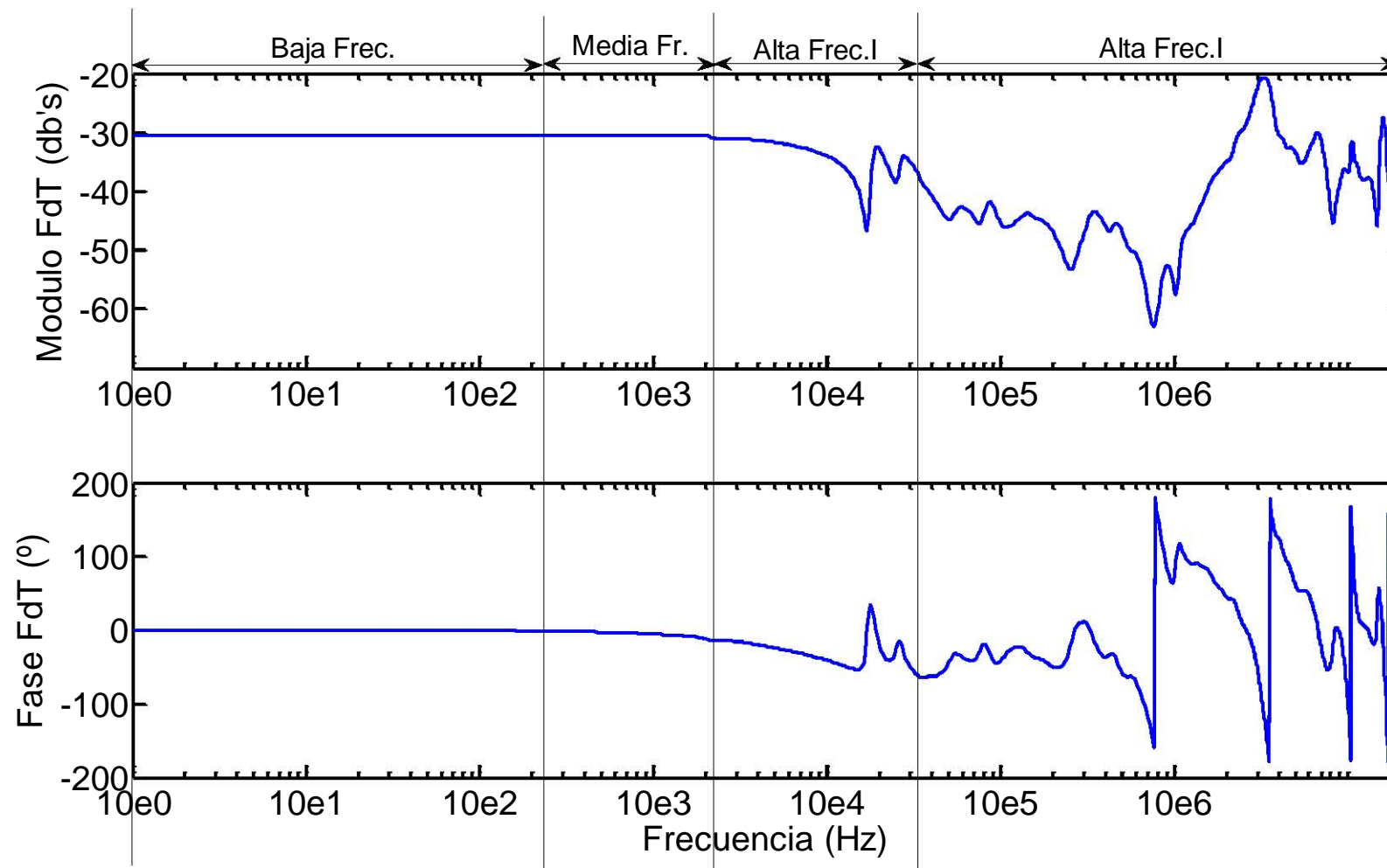


Figura 148. Respuesta en Frecuencia tipo Trnf con delimitaciones referentes a las distintas partes y rangos del modelo

7.2.6 Interpretación en función del Grupo de Conexión.

La forma en que los arrollamientos estén conectados afecta a la respuesta en frecuencia. La Tabla 31 resume las diferencias de los distintos grupos de conexión comparados con la configuración Yy tomada como referencia y la Figura 149 a la Figura 155 muestra los resultados de la comparación.

Los efectos provocados por las distintas formas de conexión se pueden resumir en 5 puntos:

- El rango de baja y media frecuencia no se ve alterado por la conexión de los arrollamientos.
- La conexión D en los arrollamientos de HV eliminan la zona de interacción de Ld X con CHV X en la medida EtE Open desde HV y desde LV.
- La conexión D en los arrollamientos de LV eliminan la zona de interacción de Ld X con CHV X únicamente en la medida EtE Open desde LV. Para la medida desde HV la interacción pasa a ser de La X con CHV X.
- El rango de alta frecuencia II sólo se modifica si el arrollamiento medido está conectado en triángulo, D.
- La medida IW únicamente se modifica en la configuración Dd, donde la capacidad total medida equivale a la suma aritmética de los parámetros Ci X de las tres fases.

RF*.	Med*.	Conexión			
	EtE Open	Yy	Yd (Figura 149 y Figura 150)	Dy (Figura 151 y Figura 152)	Dd (Figura 153 y Figura 154)
Baja	HV	Ln X acoplados	=	=	=
	LV	Igual a HV dividido por Nx2	=	=	=
Media	HV	CHV X acoplados	=	=	=
	LV	Igual a HV dividido por Nx2	=	=	=
Alta I	HV	Resonancia Ld X y CHV X	Resonancia La X (LV acopladas) y CHV X	CHV X acoplados	CHV X acoplados
	LV	Igual a HV dividido por Nx2	Igual a HV dividido por Nx2	Resonancia La X (LV) y CHV X acoplados	Resonancia La X (LV acopladas) y CHV X acoplados
Alta II	HV	ZeJ X arrollamiento medido	=	ZeJ X arrollamiento medido conectado en D a ZeJ X del resto de arrollamientos	ZeJ X arrollamiento medido conectado en D a ZeJ X del resto de arrollamientos
	LV	ZeJ X arrollamiento medido	ZeJ X arrollamiento medido conectado en D a ZeJ X del resto de arrollamientos	ZeJ X arrollamiento medido	ZeJ X arrollamiento medido conectado en D a ZeJ X del resto de arrollamientos
RF.	Med.				
Todo	IW	Ci X arrollamiento medido	=	=	Ci X acoplado de las tres fases (Figura 155)
*RF.: Rango de Frecuencia; Med.: Tipo de medida.					

Tabla 31. Relación de efectos en la respuesta en función de la conexión de los arrollamientos.

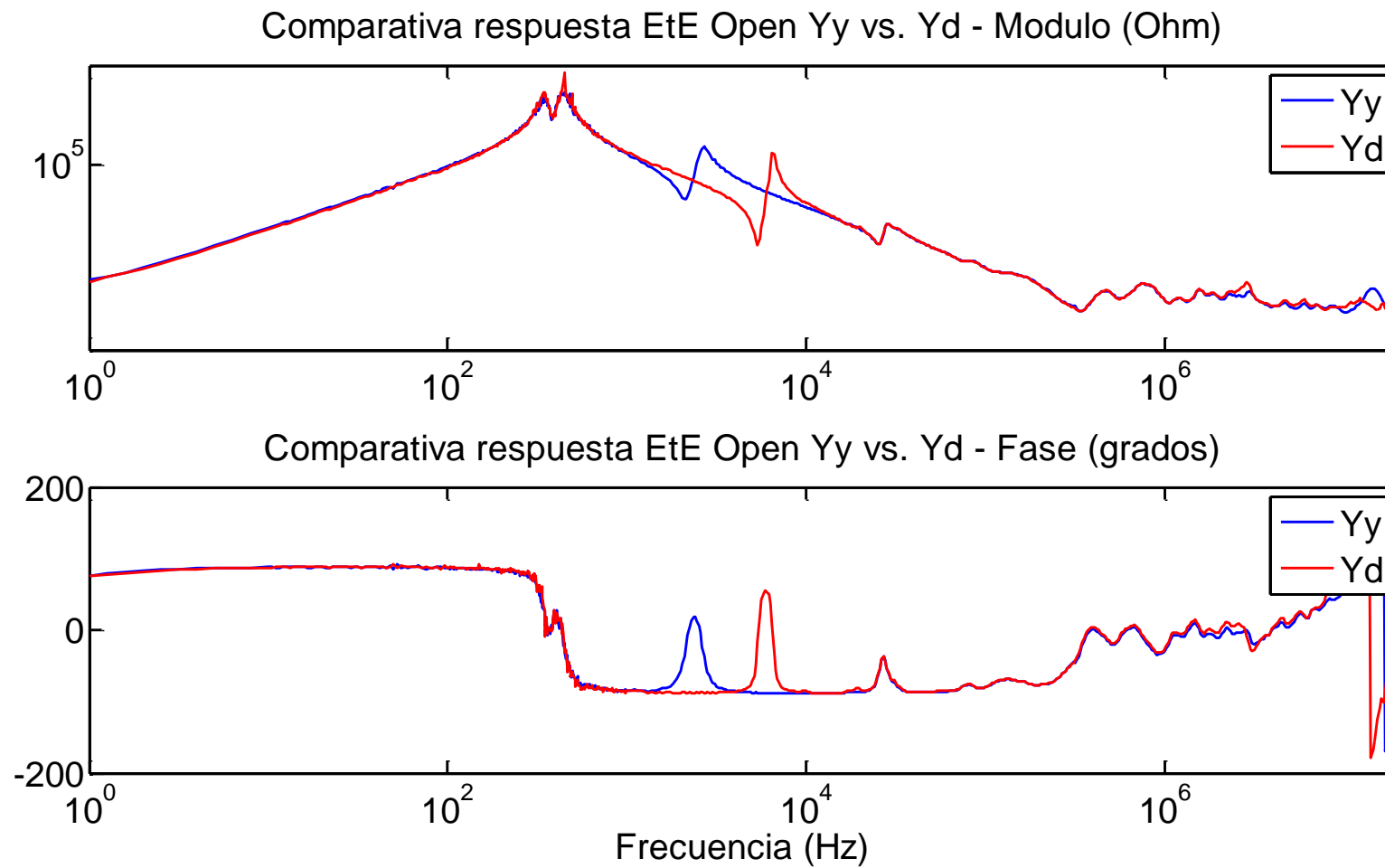


Figura 149. Comparativa Yy vs. Yd. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde HV.

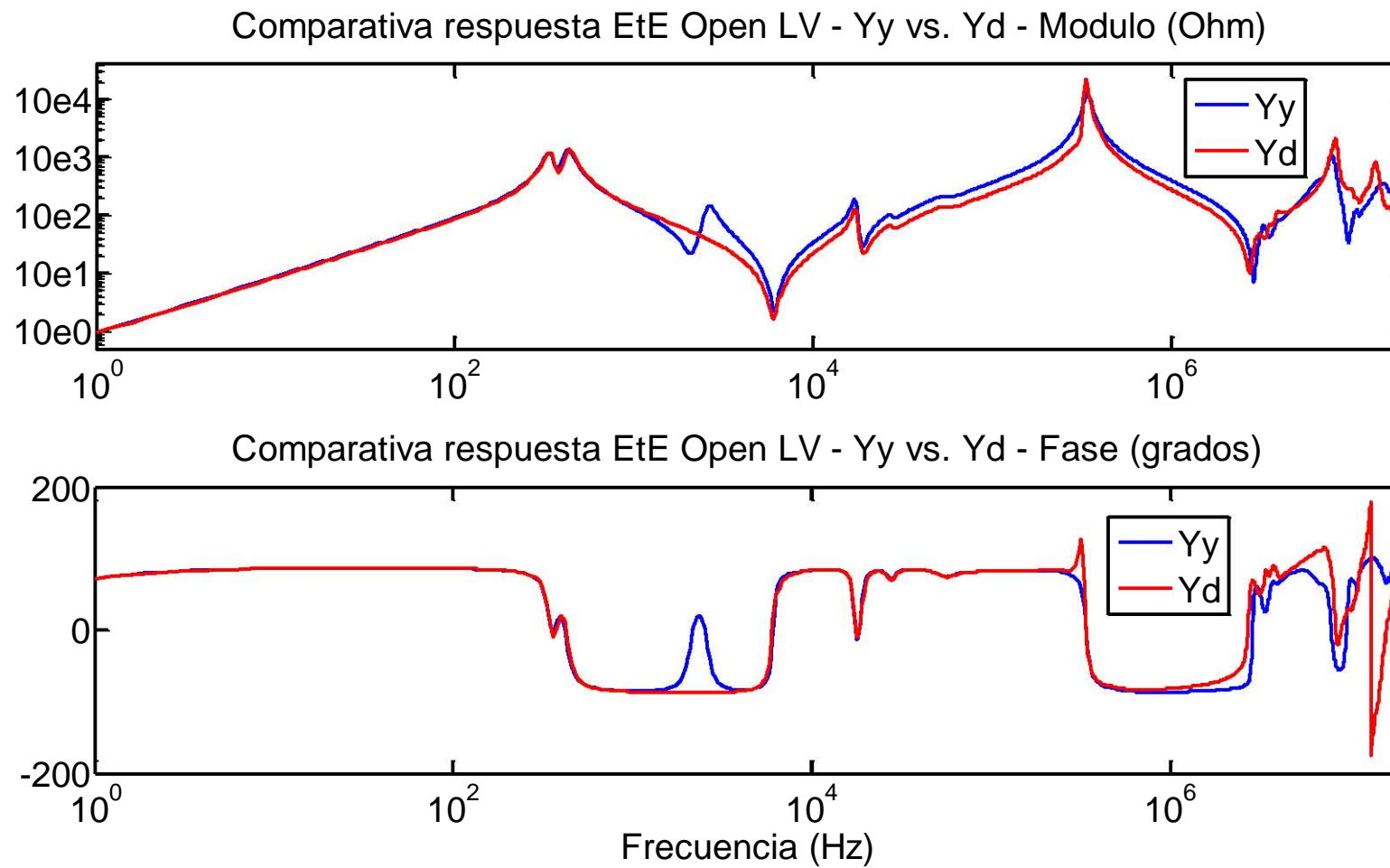


Figura 150. Comparativa Yy vs. Yd. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde LV

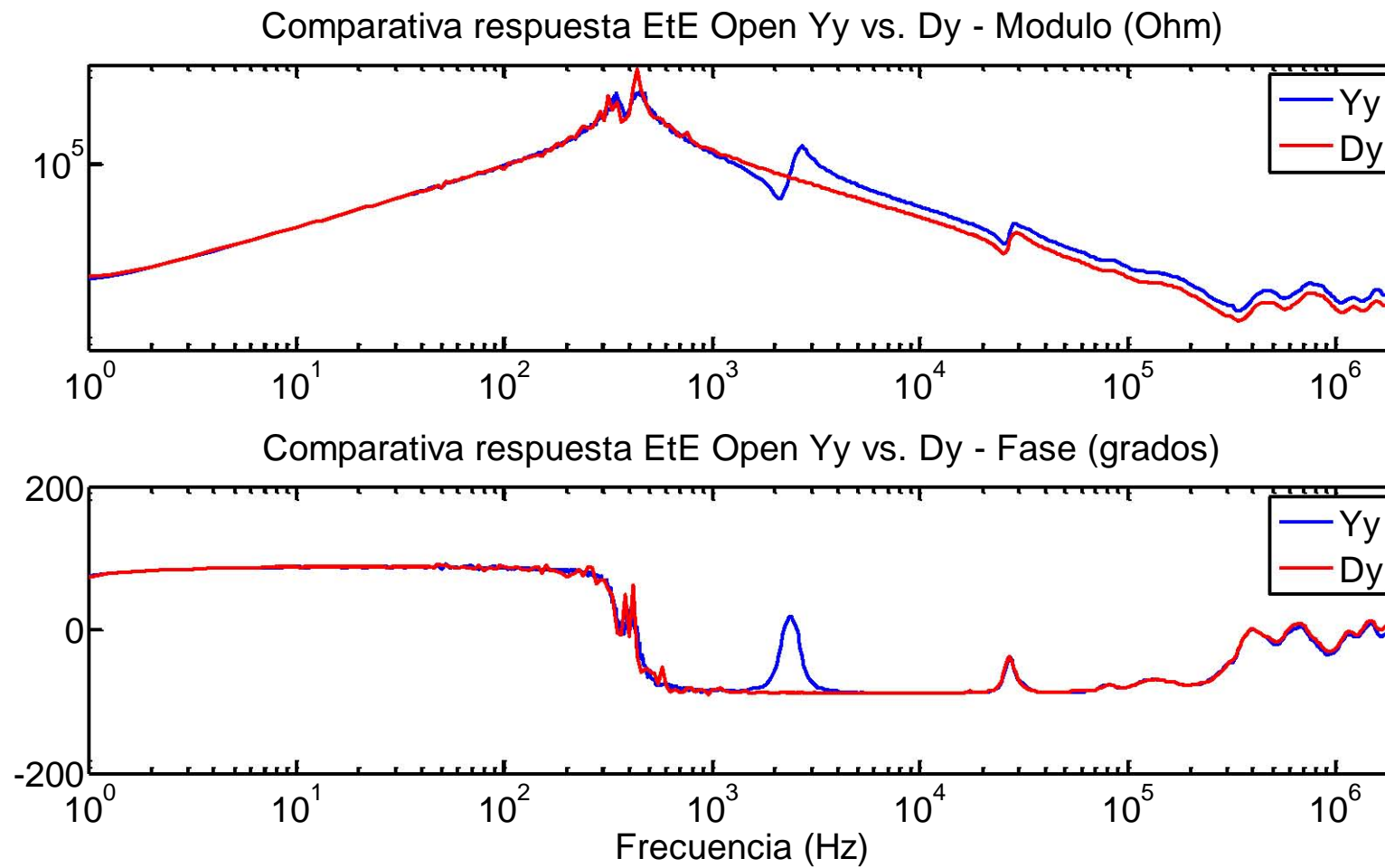


Figura 151. Comparativa Yy vs. Dy. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde HV.

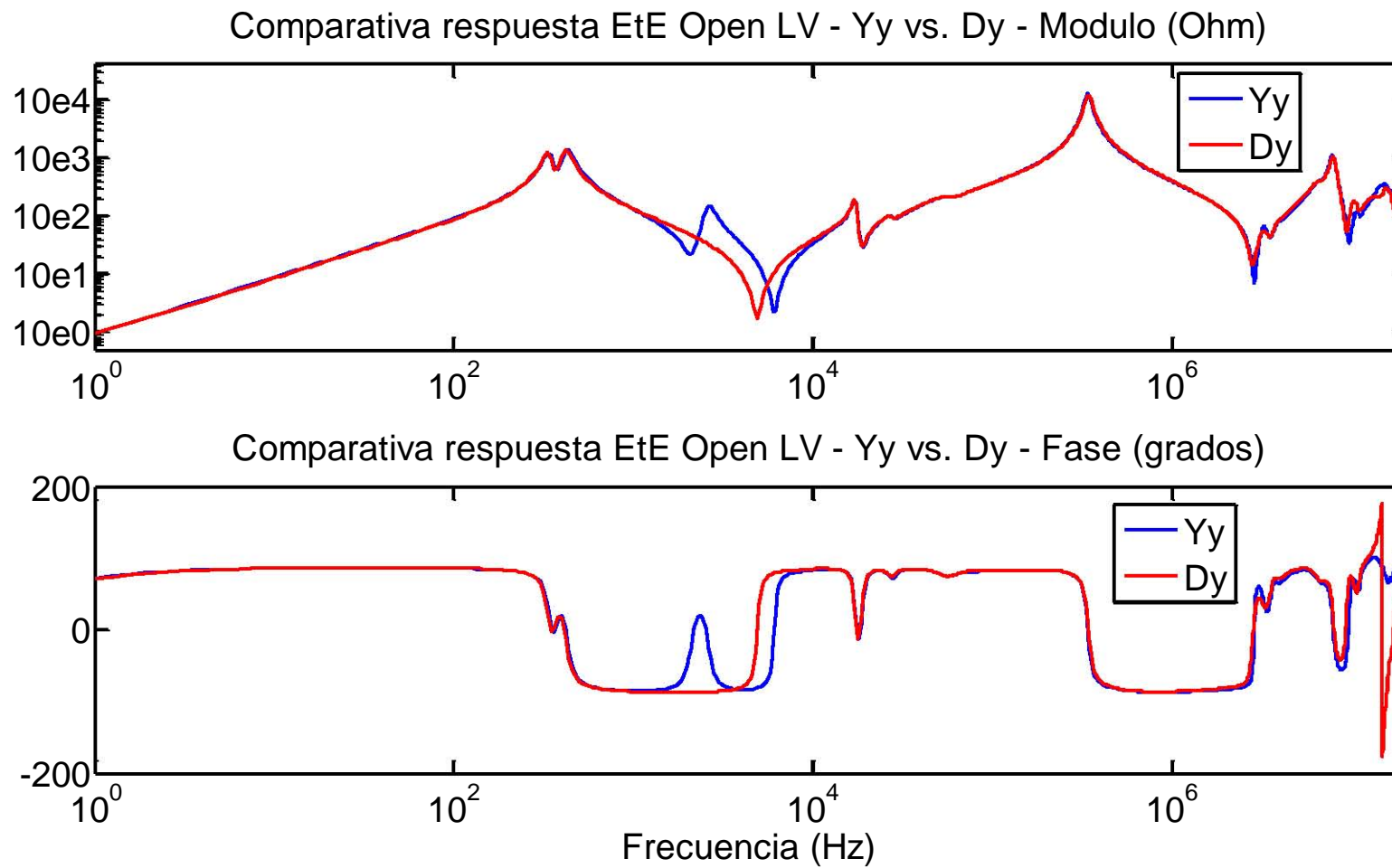


Figura 152. Comparativa Yy vs. Dy. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde LV

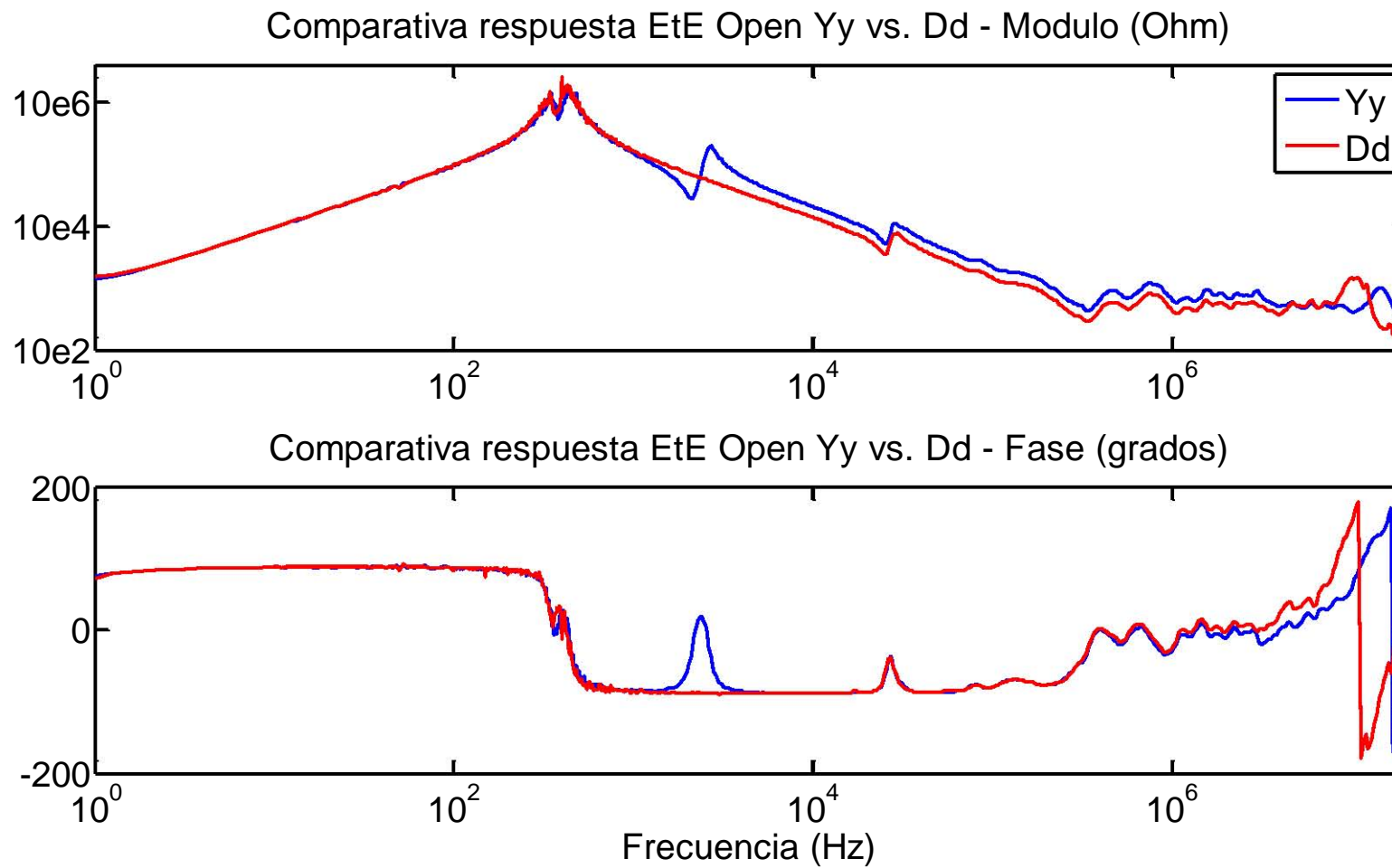


Figura 153. Comparativa Yy vs. Dd. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde HV.

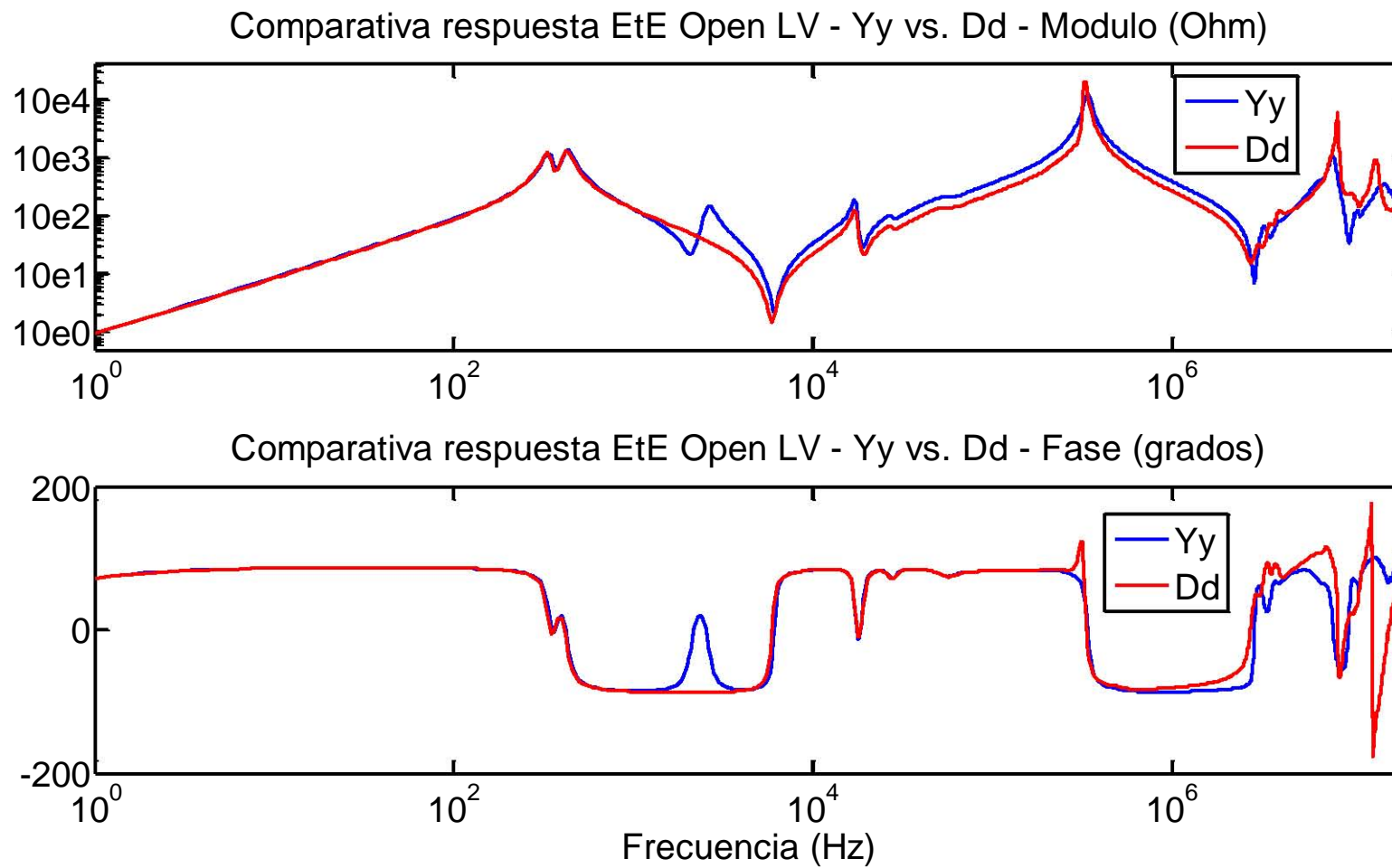


Figura 154. Comparativa Yy vs. Dd. Respuesta en Frecuencia tipo EtE Open desde LV

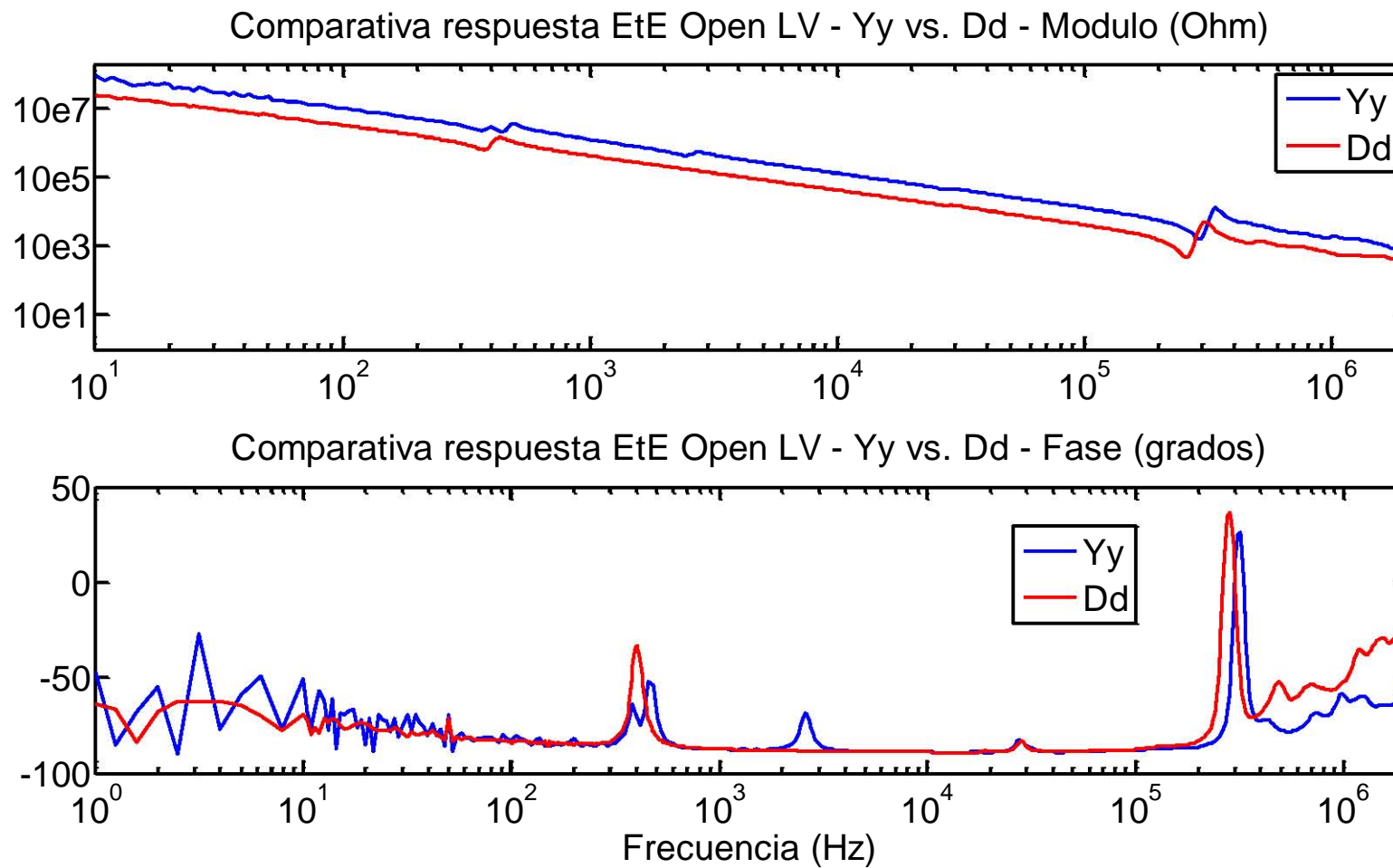


Figura 155. Comparativa Yy vs. Dd. Respuesta en Frecuencia tipo IW

7.3 Comparación entre Medidas Estandarizadas y Adicionales.

Analizando el modelo y las respuestas simuladas, se puede observar que el mismo parámetro puede influir en distintos rangos de medida o incluso en distintas medidas.

Un ejemplo del primer caso lo constituye el parámetro C_{HV} X que es visible en la medida EtE Open tanto en el rango de frecuencias medias, de forma acoplada, como en el de alta frecuencia I de forma independiente.

El modelo M.N.B.F que es visible en la medida EtE Open tanto desde HV como desde LV es un ejemplo del segundo caso.

Siguiendo el planteamiento inverso, se pueden establecer medidas alternativas a las estandarizadas en las que un parámetro tenga influencia.

Aparte del ejemplo del apartado 7.1.1, en la Figura 156 se representan la medida EtE Open desde LV estandarizada (en color verde) junto con dos medidas adicionales fuera del estándar para el transformador prototipo.

La primera es una medida del tipo EtE SC desde LV con corto en HV (en color rojo). Esta medida adicional tiene la ventaja de que representa exclusivamente el efecto del arrollamiento medido. Por tanto se puede localizar el efecto del arrollamiento en la medida EtE Open estándar a partir de la frecuencia en la que ambas medidas concuerdan.

La segunda es una medida del tipo EtE Open desde LV cuya única modificación con respecto a la medida estándar es la conexión de un condensador de 0.12 pF en el arrollamiento medido (en color negro). Se puede comprobar que las dos medidas EtE Open estándar y adicional son idénticas excepto en la zona de C_{LV} X, ya que su valor ha aumentado un 28,4 %. La comparación entre ambas medidas ofrece una información que permite demostrar que la zona analizada en el apartado 7.2.2 es efectivamente de influencia del parámetro C_{LV} X.

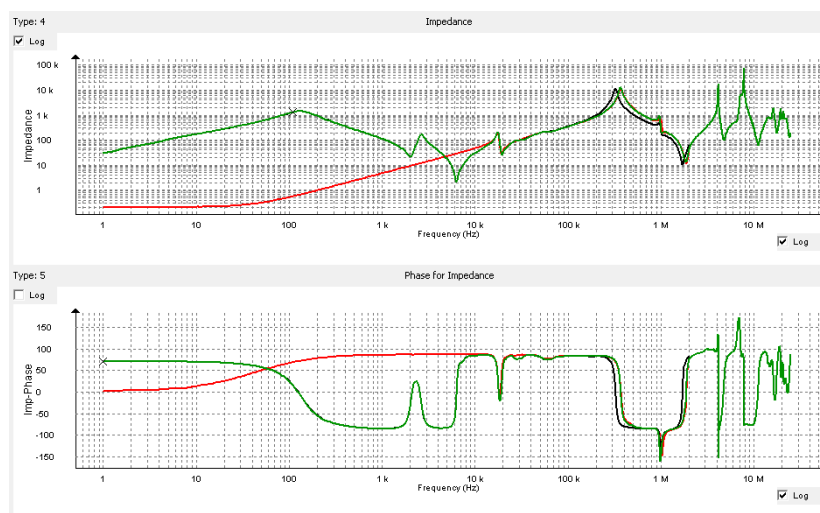


Figura 156. Comparativa de medida desde LV EtE Open en verde (estándar), EtE SC con corto en HV en rojo (adicional) y EtE Open con una capacidad $C=120$ pF conectada en el arrollamiento de LV, en negro (adicional).

7.4 Comparación entre Fases.

El análisis comparativo de las medidas y, de forma complementaria, de los parámetros del modelo entre distintas fases se realiza en base a los siguientes criterios para un transformador sano:

- Las respuestas del mismo tipo para las dos fases laterales deben ser gráficamente iguales en todo el rango de frecuencia medido en los siguientes términos:
 - En baja frecuencia de la medida EtE Open deben presentar dos picos de resonancia en las mismas frecuencias. La igualdad en los valores de $Z_n X$ para ambas fases asegura la simetría del núcleo trifásico.
 - En frecuencias medias, alta frecuencia I y alta frecuencia II de la medida EtE Open, la igualdad de los valores de $CHV X$, $Z_d X$ y $Z_{ej} X$ para ambas fases asegura arrollamientos en HV constructivamente iguales.
 - Pueden existir pequeñas diferencias visibles en el rango de alta frecuencia II y por tanto en $Z_{ej} X$ debido a la imposibilidad de una igualdad exacta entre arrollamientos provocados por ejemplo a distintas conexiones con el cambiador de tomas, etc.
 - La igualdad de baja frecuencia entre fases laterales y la desigualdad entre fase lateral y central se reproduce en la medida IW. En el resto de frecuencias, las tres respuestas son iguales. En el modelo se traduce en una similitud en los tres parámetros $C_i X$.
 - La medida EtE SC debe ser igual en todo el rango para las tres fases. En el modelo esta igualdad se representa por la similitud de los parámetros del arrollamiento.
- Las respuestas del mismo tipo para la fase central y lateral presentan diferencias gráficas en los siguientes términos:
 - En baja frecuencia de la medida EtE Open la respuesta de la fase central presenta un único pico de resonancia. En el modelo, el valor de $Z_n X$ de la fase central es mayor que para las fases laterales indicando el camino magnético de menor reluctancia de la columna del centro del núcleo trifásico.
 - En el resto de frecuencias de la medida EtE Open los parámetros relacionados con el arrollamiento ($CHV X$, $Z_d X$ y $Z_{ej} X$) deben ser iguales a los del resto de las fases.

Cualquier discrepancia con respecto a estos criterios denota una diferencia con respecto al comportamiento normal de un transformador de núcleo trifásico tipo columna y por tanto indicativo de un defecto.

7.5 Comparación entre Lados de Tensión.

El análisis comparativo de las medidas y, de forma complementaria, de los parámetros del modelo entre los arrollamientos de alta HV y baja LV para la misma fase se realiza en base a los siguientes criterios para un transformador sano:

- Desde baja hasta alta frecuencia I, la respuesta EtE Open medida desde LV debe ser igual a la medida desde HV dividida por la relación de transformación al cuadrado Nx^2 . En baja frecuencia, esta afirmación es válida si la tensión de medida es suficientemente baja como para asegurar un comportamiento lineal del núcleo, como se especifica en el apartado 6.2.1 del Capítulo 6. En alta frecuencia I sigue existiendo acoplamiento magnético entre arrollamientos concéntricos por lo que la medida desde LV reproduce el comportamiento capacitivo del arrollamiento de HV en este rango de frecuencias.

El punto exacto en el que se pierde el acoplamiento magnético entre arrollamientos concéntricos está fijado por la frecuencia a partir de la cual la medida Transfer deja de ser constante y ya no refleja la relación de transformación entre las dos fases de tensión. En el ejemplo de la Figura 157 se comprueba como la medida desde LV deja de ser una reproducción de la medida desde HV cuando la medida Transfer ya no es constante.

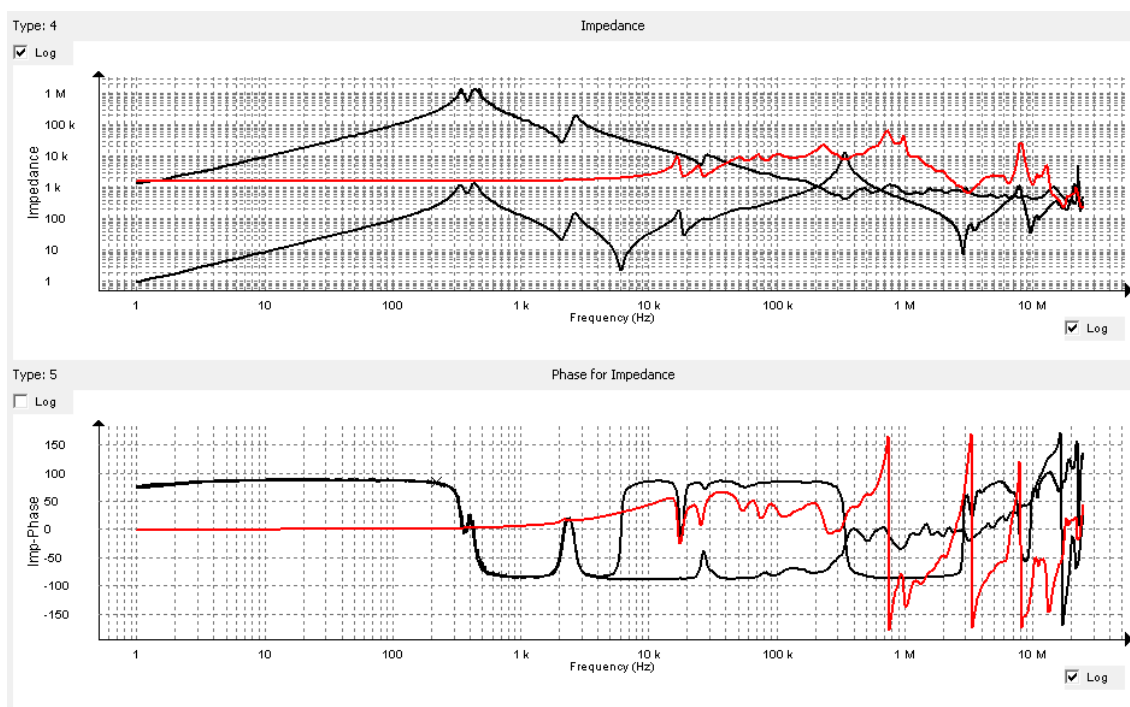


Figura 157. Medida Transfer (rojo) y End-to-End Open en fase U HV (negro superior) y fase U LV (negro inferior) del transformador prototipo.

- La medida EtE SC desde LV con corto en HV permite anular completamente el efecto del núcleo magnético y reproducir el comportamiento del campo que discurre por el dieléctrico alrededor del arrollamiento de LV, representado por el parámetro $L_a X$ de LV. La medida EtE SC desde HV con corto en LV representa la misma impedancia pero multiplicada por la relación de transformación al cuadrado, N_x^2 .

En la Figura 158 se comprueba como la respuesta desde HV es igual a la medida desde LV hasta el punto en el que se pierde el acoplamiento magnético, marcado por la frecuencia a partir de la cual la medida Transfer deja de ser constante.

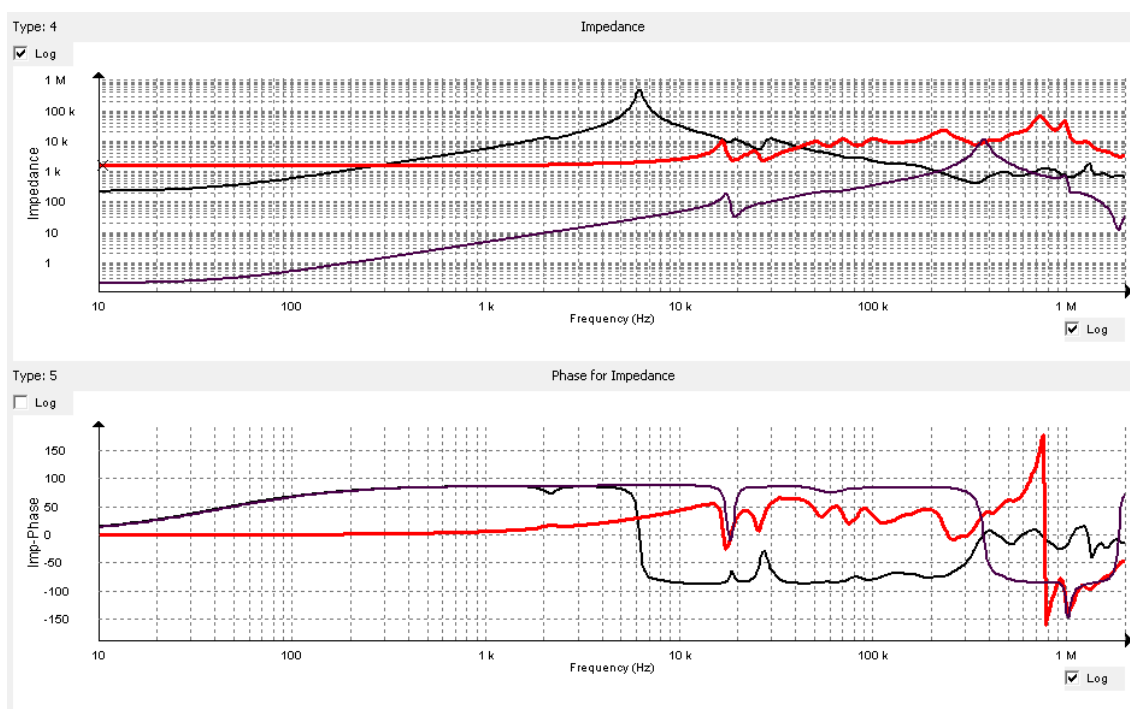


Figura 158. Medida Transfer (rojo) y End-to-End SC en fase U HV (negro superior) y fase U LV (negro inferior) del transformador prototipo.

- La medida Interwinding obtenida desde HV a LV debe ser igual a la obtenida desde LV a HV.
- La medida Transfer no estandarizada de LV a HV es una medida directa del parámetro N_x que indica la relación de transformación. La medida estándar obtenida desde HV a LV debe medir el inverso de N_x .

7.6 Comparación con otras Técnicas de Diagnóstico.

En el apartado 6.4 del Capítulo 6 se ha puesto de manifiesto como la respuesta en frecuencia y por tanto el modelo ofrece resultados complementarios a los obtenidos mediante otras técnicas estandarizadas para el ensayo de transformadores de potencia.

Para realizar un diagnóstico completo es imprescindible la correlación de información obtenida mediante distintos procedimientos.

La investigación realizada y el uso del modelo establecen los siguientes criterios de comparación:

- La suma de las capacidades C_i X de cada una de las fases es igual a la capacidad entre arrollamientos medida en el ensayo de *Capacidad y Tangente de Delta*.
- La impedancia medida en la respuesta EtE SC es igual a la obtenida en el ensayo de *Impedancia de Cortocircuito*. En el modelo está simulada por los parámetros del M.A.A.F y M.N.A.F en la medida desde HV y por los de M.A.A.F en la medida desde LV.
- La relación de transformación especificada en la placa de características del transformador o medida en el ensayo de *Relación de Transformación* es igual a la obtenida en la media Transfer.
- No es posible la correlación directa entre las resistencias del ensayo de *Resistencia de Arrollamientos* y ninguna medida FRA.
- No es posible la correlación directa entre las impedancias del ensayo de *Impedancia de Vacío* y ninguna medida FRA.

7.7 Comparación con Datos Constructivos

En el apartado 6.4 del Capítulo 6 se ha puesto de manifiesto cómo puede existir una correlación entre los parámetros del modelo y distintos datos constructivos del transformador de potencia.

Esta correlación puede ser usada para la elaboración de un diagnóstico en base a las siguientes pautas generales:

- El parámetro $L_n X$ representativo de la magnetización del núcleo está principal y directamente relacionado con el número de vueltas del arrollamiento primario. La potencia y por tanto el tamaño es un factor de menor dependencia.
- Por la razón anterior, los parámetros $L_n X$ del modelo del transformador serán de valor más elevado para las posiciones del Cambiador de Tomas en Carga que equivalga a mayor número de vueltas.
- Transformadores de mayor potencia y por tanto mayor tamaño presentarán capacidades $C_{HV} X$ y $C_{LV} X$ en su modelo de arrollamiento de mayor valor que los encontrados en transformadores pequeños.
- Constructivamente, los arrollamientos de alta y baja tensión se suponen de longitudes similares y arrollados con papel aislante de similares características dieléctricas. Por tanto las capacidades propias a lo largo del arrollamiento, $C_{HV} X$ para alta tensión y $C_{LV} X$ para baja, tendrán valores del mismo orden de magnitud.
- El parámetro $L_a X$ del arrollamiento de baja depende directamente del número de vueltas y la longitud del arrollamiento de LV.
- El número de resonancias en el rango de alta frecuencia II depende directamente de la longitud del arrollamiento.
- En un transformador de núcleo trifásico simétrico, con tres columnas iguales, las respuestas desde las tres fases deben presentar similitud incluso en baja frecuencia, véase ejemplo en la Figura 159.

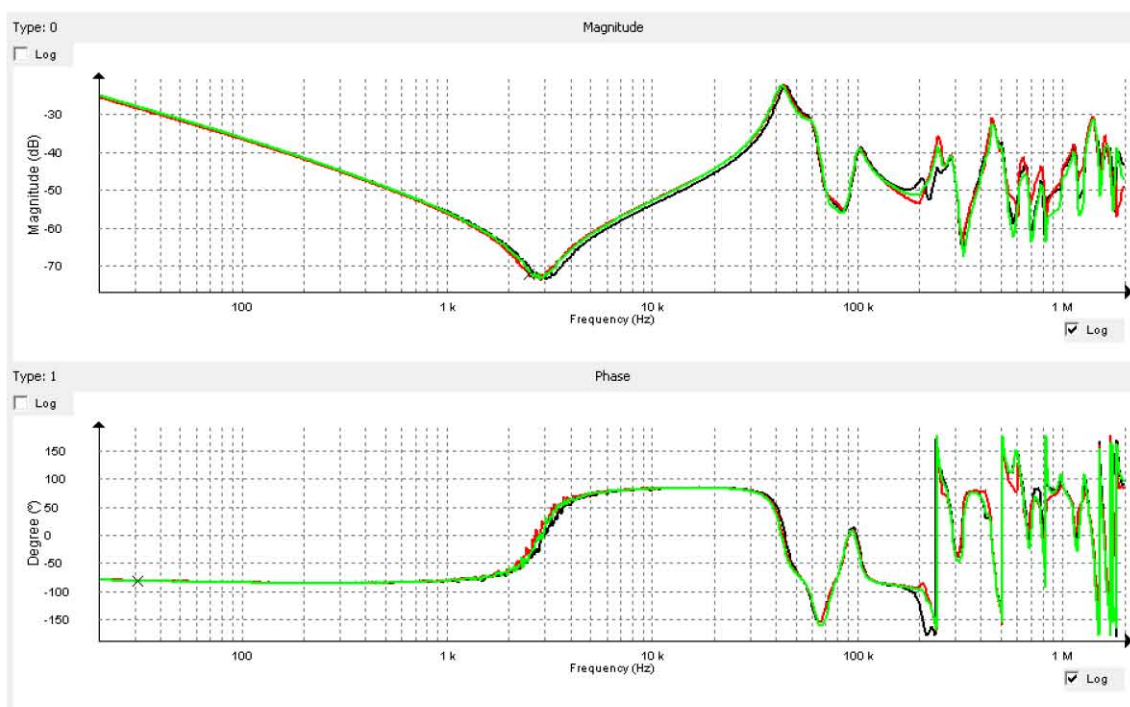


Figura 159. Fotografía superior: Desencubado de transformador de núcleo simétrico B612370 YNd11 13,86/6,93 kV - 88 KVA ubicado en la subestación Río Frio I, Valle del Cauca, Colombia. Gráfica inferior: Comparativa de las medidas ETE Open H1-H0, H2-H0 y H3-H0.

7.8 Comparación entre distintos ensayos.

En los pasos seguidos hasta el momento para emitir un diagnóstico ha sido suficiente la aplicación de los criterios en las medidas realizadas en el estado susceptible de defecto, lo que conlleva una ventaja sustancial con respecto al proceso seguido hasta el momento.

Sin embargo, si se dispone de información adicional, el diagnóstico puede ser más preciso. La comparación se puede ampliar con ensayos en otros estados del transformador, con transformadores gemelos o con transformadores del mismo fabricante.

7.8.1 Comparación entre ensayos del mismo transformador en distintos estados.

La comparación gráfica de medidas en el estado de referencia (y supuestamente sano) y el estado de evaluación (supuestamente dañado) es la base fundamental del proceso diagnóstico realizado hasta el momento.

Con el desarrollo del modelo, la comparación se puede hacer entre los parámetros del modelo obtenido en varios estados lo que permite:

- Localizar el defecto, ya que cada parámetro es indicativo de una zona del transformador.
- Cuantificar de forma objetiva, ya que el cambio se puede medir a través de los valores en Ohmios, Henrys y Faradios de los parámetros eléctricos, frente a la subjetividad que implica una comparación visual.

En general, cualquier cambio en el valor de los parámetros puede ser indicativo de un defecto, atendiendo a los siguientes criterios.

- Un defecto que afecte a la magnetización como puede ser un punto caliente en el núcleo o cortocircuitos en espiras implica una reducción del parámetro $L_n X$. No se conoce ningún proceso que implique un aumento de la magnetización. El modelo presenta la capacidad de diferenciar la fase en la que se produce el defecto magnético, a pesar de que su efecto se encuentra acoplado en la respuesta en baja frecuencia de las tres fases.
- Una variación de los picos de resonancia del rango de alta frecuencia II con respecto al estado de referencia implica un cambio en el arrollamiento que se verá reflejado en los parámetros constitutivos de la impedancia $Z_{ej} X$ de cada arrollamiento.
- Los defectos de cortocircuito afectan especialmente a los parámetros inductivos debido a su dependencia con el número de vueltas del bobinado.
- Los desplazamientos de los arrollamientos de su situación original modificarán los parámetros que presenten dependencia con la geometría como $L_d X$, $L_a X$, $C_{HV} X$ y especialmente $C_i X$ como se apunta en la investigación referenciada en [66], [159] y [193].

7.8.2 Comparación entre ensayos de transformadores gemelos.

Si no existen medidas de referencia, la comparación gráfica y de parámetros del modelo se puede realizar con las obtenidas de transformadores constructivamente iguales, pertenecientes a la misma serie de fabricación.

7.8.3 Comparación entre ensayos de transformadores del mismo fabricante.

En el caso de que no existan medidas de referencia ni de otros transformadores gemelos, se puede proceder a la comparación cualitativa con otros transformadores del mismo fabricante, de tamaño y potencias similares, aplicando los criterios establecidos en el apartado 6.4.6 del Capítulo 6.

7.9 Caso Real de Diagnóstico.

7.9.1 Histórico

A continuación se muestra el diagnóstico de un transformador real instalado en base al modelo.

La máquina se trata de un transformador trifásico de potencia de dos arrollamientos con terciario, en configuración YNYnd y con ángulo horario desconocido. En la actualidad es un equipo instalado dentro del parque de transformadores de una empresa española, por lo que por motivos de confidencialidad no se incluyen las características de potencia y tensiones.

El histórico del transformador indica que presentó fallos en los arrollamientos de HV por lo que se realizó un ensayo FRA al transformador con las siguientes observaciones:

- El rango de baja frecuencia (10 Hz a 2 kHz) presenta discrepancias entre las dos fases laterales únicamente en la medida end-to-end desde HV (Figura 160).
- Estas discrepancias persisten en el rango de frecuencias medias (50 Hz a 20 KHz) para los arrollamientos de HV (Figura 162)
- Desde LV (Figura 161) y Terciario el comportamiento del núcleo en las medidas es el esperado.

Por tanto se puede concluir que el estado de defecto presentaba daños en los arrollamientos de HV que no implican deterioro del núcleo magnético ya que las respuestas desde LV y Terciario son coherentes. El propietario del transformador confirmó que existía un deterioro en las espiras del bobinado de HV.

Una vez detectado el daño se procedió al cambio completo de las bobinas de HV manteniendo únicamente la estructura de núcleo original que no había sufrido daño alguno.

Tras el paso por el taller y la consiguiente reparación, se realizan medidas de rutina entre las que se encuentra el ensayo FRA. En estas pruebas se realizan las siguientes observaciones:

- Las comparación gráfica de las curvas FRA entre fases de los mismos lados de tensión HV, LV y Terciario no ofrecen diferencias apreciables como corresponde a un transformador sano. El ejemplo concreto para el lado LV se muestra en la Figura 163.
- Sin embargo, la prueba de pérdidas en vacío arroja valores muy elevados al medir desde una de las fases laterales, concretamente la denotada por la letra W lo que lleva a sospechar de un problema relacionado con la magnetización y por tanto el núcleo magnético.

Como consecuencia de esta discrepancia se procede al modelado del transformador con el procedimiento establecido en la Tesis, en el rango de baja frecuencia donde el núcleo tiene efecto. La Figura 164 y Figura 165 muestra un ejemplo del resultado de la simulación del modelo. Los valores de la inductancia magnetizante del núcleo, L_m y la resistencia del núcleo R_m independizando sus efectos para cada una de las columnas del núcleo, y la capacidad serie del arrollamiento medido C_s obtenidos en el modelado se reflejan en la Tabla 32.

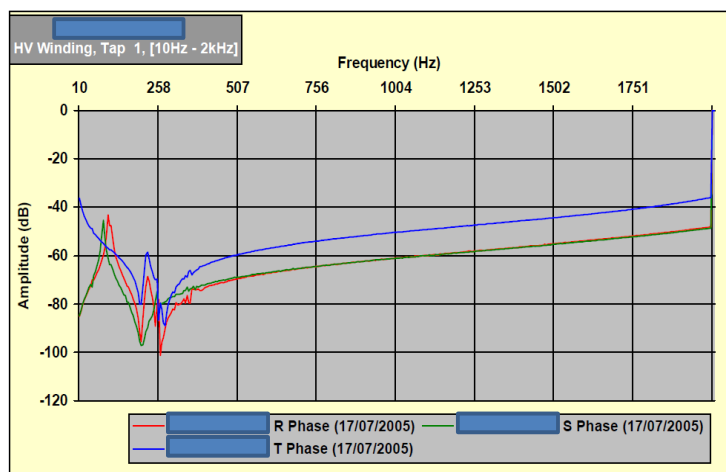


Figura 160. Estado dañado. Medida End-to-End desde HV posición inicial 1 del CTC. Rango de Baja Frecuencia.

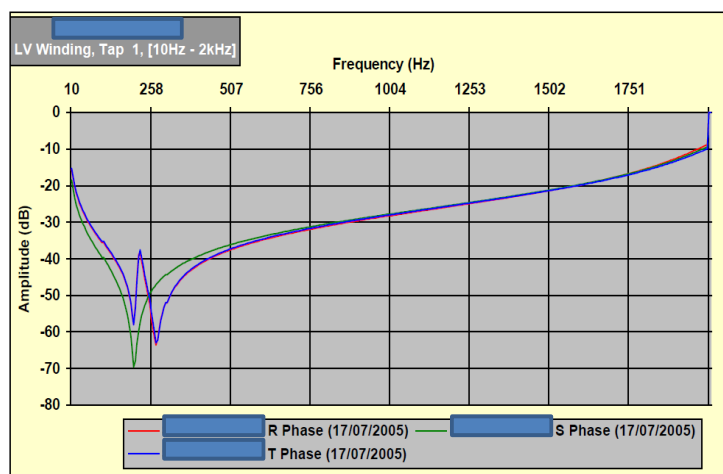


Figura 161. Estado dañado. Medida End-to-End desde LV posición inicial 1 del CTC. Rango de Baja Frecuencia.

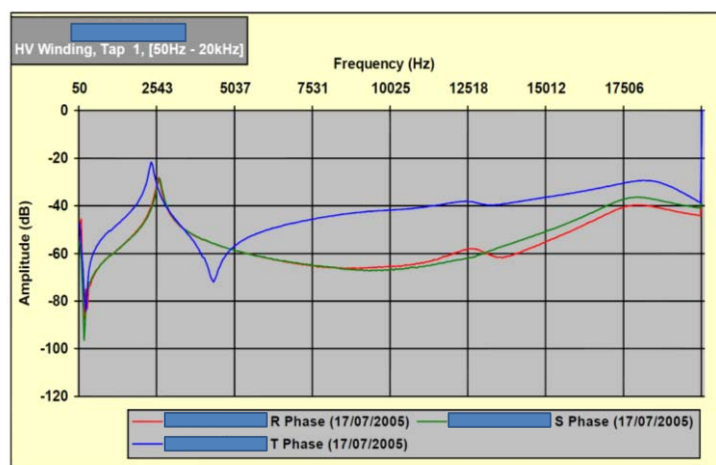


Figura 162. Estado dañado. Medida End-to-End desde HV posición inicial 1 del CTC. Rango de Media Frecuencia.

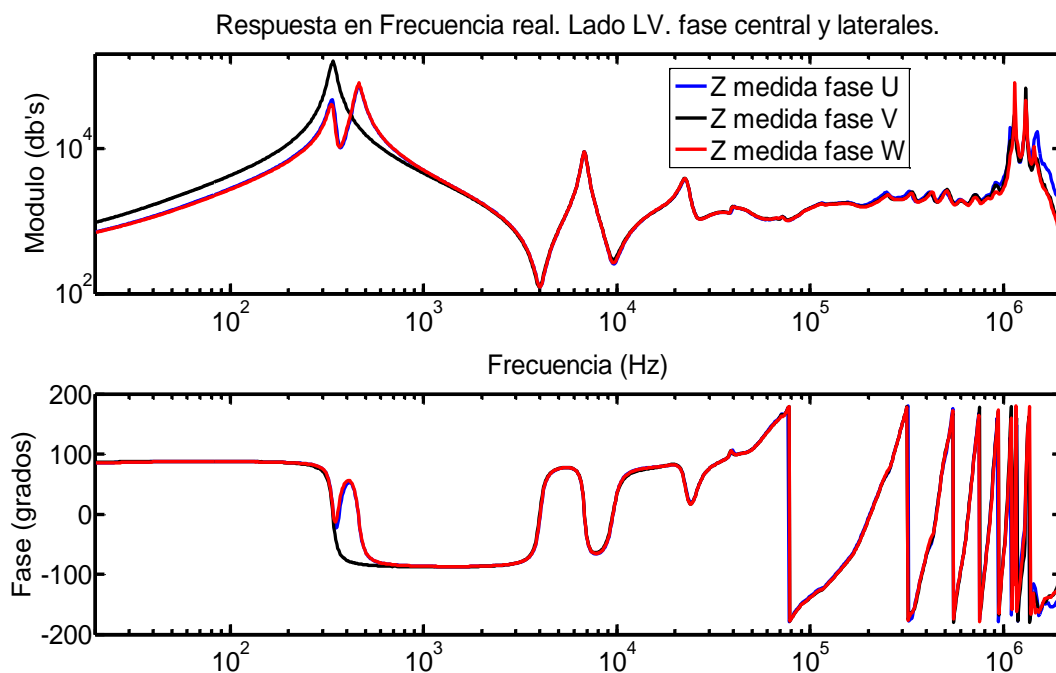


Figura 163. Estado Reparado. Medida End-to-End desde LV de las tres fases, central y laterales²³.

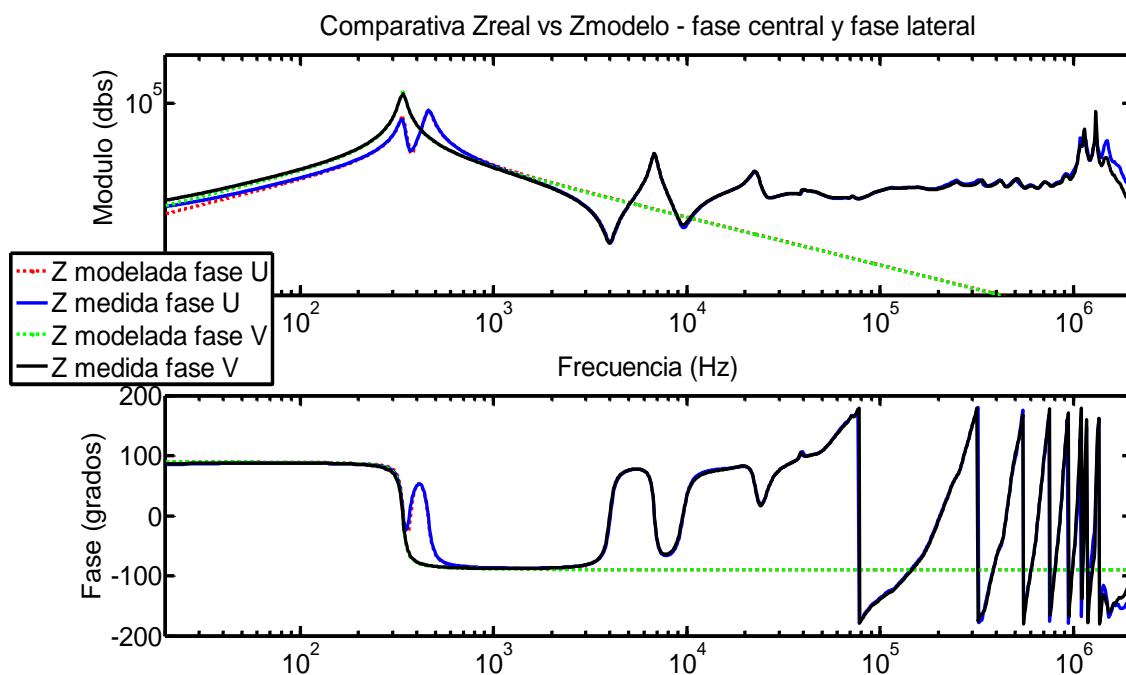


Figura 164. Estado Reparado. Comparativa entre impedancia real y del modelo para la zona del núcleo. Fase central y lateral del lado de baja tensión, LV.

²³ Nótese que en este caso la medida está representada en Impedancia y eje logarítmico en la frecuencia y Módulo frente a la representación en Función de Transferencia y eje lineal del caso dañado.

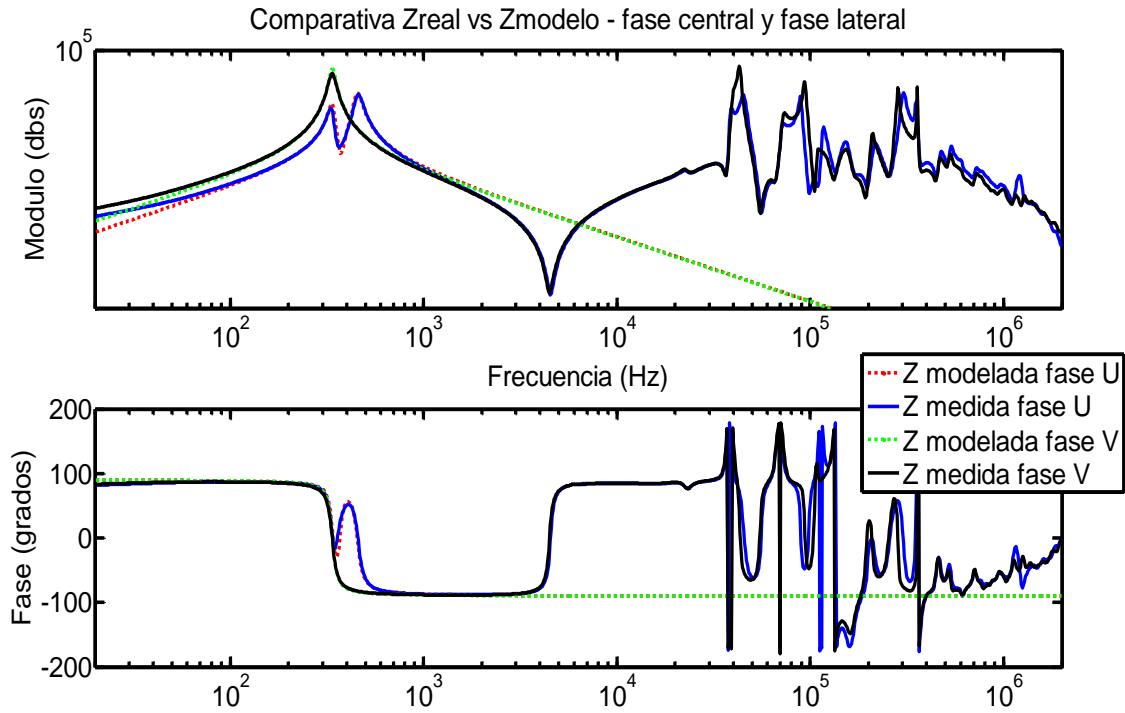


Figura 165. Estado Reparado. Comparativa entre impedancia real y del modelo para la zona del núcleo. Fase central y lateral del lado de terciario.

Tension	Fase	Lm (Henrios)	Rm (KΩ)	Cs (nF)
Posición 1 del CTC				
HV	U	63,837	14657,35	1,95
	V	194,43	9354,06	1,84
	W	63,15	1866,86	1,76
LV	U	4,91	152,86	25,0
	V	14,38	443,21	25,6
	W	4,72	138,83	24,9
Terciario	U	1,51	38,40	82,2
	V	4,37	132,61	84,6
	W	1,45	50,33	83,4

Tabla 32. Datos de parámetros del modelo para posición 1 del LTC.

7.9.2 Análisis de Resultados.

Del análisis de los resultados obtenidos en el modelado se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- El ajuste en la zona modelada del núcleo (rango de baja frecuencia) son adecuados para considerar el modelado correcto.
- El valor del parámetro L_m de las dos fases laterales es similar e inferior al de la fase central. Este patrón se repite en los tres lados de tensión HV, LV y Terciario como corresponde a un transformador sano.
- El valor del parámetro C_s es similar en las tres fases como corresponde a un transformador sano.
- El lado de HV presenta un valor de R_m en la fase W más bajo que la fase U a pesar de que debería presentar valores similares para un estado sano. Una disminución del parámetro implica pérdidas en la magnetización del núcleo más altas por lo que se puede prever un defecto en este sentido.
- Desde cualquier lado de tensión, la magnetización presentada por la fase W es ligeramente menor a la de la fase U (-1,08% para HV, -4,03 % para LV y -3,67% para Terciario).

Tras un desencubado e inspección visual directa por parte del reparador y propietario del transformador, se comprobó que en el proceso de reparación se produjeron negligencias en el aterrizado y aislamiento entre las chapas del núcleo, especialmente en la columna de la fase W lo que provocó el aumento de sus pérdidas de magnetización.

Este caso real permite concluir que el modelo es capaz de:

- Detectar un defecto en las curvas FRA que pueden no ser apreciables mediante una mera comparación gráfica.
- Discretizar el efecto de cada una de las fases por separado a pesar de que en la medida FRA el acoplamiento magnético presenta la influencia de las tres fases de forma conjunta.

Capítulo 8. Conclusiones, Aportaciones y Trabajos Futuros

8.1 Conclusiones

El trabajo de investigación ha cumplido los objetivos marcados.

En primer lugar se ha desarrollado un procedimiento de modelado con las siguientes características:

- Los datos de entrada provienen exclusivamente del ensayo FRA. Se utilizan únicamente las medidas EtE Open desde alta y baja tensión, medida IW y medida Trnf de cada una de las fases.
- Consta de 3 pasos, resumidos en el diagrama de la Figura 15: Diseño de la Estructura del Modelo, Diseño del Procedimiento de Cálculo de Parámetros y Validación del Modelo que aseguran que el modelo desarrollado cumple los requisitos establecidos para su uso como herramienta de apoyo en el diagnóstico, (véase apartado 3.3.1 del Capítulo 3).
- El procedimiento para el diseño de la Estructura analiza los fenómenos electromagnéticos y establece el Principio de Dualidad como la mejor técnica para asegurar la capacidad de interpretación física a los modelos resultantes, permitiendo la división del ancho de banda de frecuencias, tal y como se establece en la recomendación de los estándares del IEEE, (véase apartado 2.4 del Capítulo 2).
- El procedimiento para el Cálculo de Parámetros se fundamenta en un algoritmo de optimización que consigue ajustes de la respuesta en frecuencia de errores limitados.
- El procedimiento ha sido validado para un transformador trifásico tipo columna de dos arrollamientos por fase (véase Capítulo 6), pero se puede generalizar su uso para cualquier tipo de transformador (acorazado, 5 columnas, n arrollamientos, autotransformador, con/sin cambiador de tomas, etc.).

En segundo lugar, se ha obtenido un modelo para transformador trifásico de dos arrollamientos, mediante la aplicación del procedimiento diseñado, con las siguientes características:

- Permite interpretar los fenómenos electromagnéticos de los que depende la respuesta en frecuencia estableciendo 4 rangos de interés: baja, media, alta I y alta II, relacionados con fenómenos físicos y elementos concretos y no en límites fijos como ocurre hasta el momento en los estándares.
- Su estructura se basa en un circuito eléctrico equivalente de parámetros concentrados constituido por 4 tipos de submodelos, cada uno de los cuales representa un elemento físico del transformador y un rango de frecuencia (véase Tabla 3):
 - M.N.B.F: núcleo en baja frecuencia, independizando el efecto de cada fase y eliminando el efecto del acoplamiento magnético.
 - M.A.M.F: arrollamiento en frecuencias medias.
 - M.N.A.F: núcleo y arrollamiento en alta frecuencia I.
 - M.A.A.F: arrollamiento en alta frecuencia II.
- La estructura de circuito equivalente está constituida de forma modular (véase Figura 40), lo que permite conectar cualquier número de arrollamientos, configurar cualquier tipo de conexión, (Yd, Dy, Dd, etc.) y su simulación en cualquier software eléctrico/electrónico.

- El procedimiento de Cálculo de Parámetros (véase Tabla 4) permite ajustes entre simulación y medida real con errores en torno al 15%.
- En resumen el modelo obtenido presenta ventajas sustanciales frente a los modelos de transformador más relevantes de la bibliografía consultada, (véase Tabla 33). Comparativamente el modelo obtenido:
 - Permite simular la respuesta real medida con ajustes de errores limitados.
 - Permite analizar el ensayo FRA en su conjunto, estableciendo la relación entre las distintas medidas y no de forma independiente como hasta el momento.
 - Identifica las distintas partes del transformador localizando y cuantificando su efecto en la respuesta a partir de los parámetros de una forma más eficiente que el resto de modelos.
 - Como su estructura se basa en la representación del funcionamiento general del transformador, se puede aplicar a cualquier tipo y con cualquier grupo de conexión en los arrollamientos.

Modelo	Características			
	Ajuste	Interpretación	Versatilidad	Comentarios
MT, González	+	+++	++	
Pleite [20]	+	+	-	Limitado a medidas independientes
Pong, [126]	-	+	-	No validado
Gustavsen, [118]	++	--	-	Uso de Vector Fitting como técnica de ajuste
Welsh, [124]	+++	-	-	Uso de FLBFs como técnica de ajuste
Mitchell, [91]	-	++	-	Uso de FLBFs y MLTL como técnica de ajuste
Mitchell, [195]	+	+++	+	Uso del Principio de Dualidad para la obtención de la topología.
Bjerkan, [34]	--	+	---	Modelo en FEM ad hoc para 1 arrollamiento de 1 transformador
De león, [52]	--	++	-	Aplicación del Ppio. de Dualidad. No específico para FRA
Wilcox, [109].	--	++	--	No específico para FRA
Soysal, [49]	--	+	--	No específico para FRA
Pedersen, [143]	--	+	--	No específico para FRA

Tabla 33. Resumen comparativo de los modelos de transformador más relevantes de la bibliografía.

Por último, el uso del modelo obtenido ha permitido establecer criterios de interpretación de la respuesta en frecuencia de gran relevancia para el diagnóstico del transformador (véase Capítulo 7). A continuación de resumen los más importantes:

- El protocolo de medida debe asegurar una tensión mínima de entrada en el ensayo para asegurar un comportamiento lineal del núcleo.
- La medida EtE Open desde HV representa:
 - al núcleo en el rango de baja frecuencia. Los efectos en la medida de cualquier fase están acoplados con los de las fases restantes. El modelo permite diferenciar los efectos para cada una de las fases por separado.
 - a las capacidades acopladas del arrollamiento de HV en el rango de frecuencias medias.
 - a la inductancia establecida entre núcleo y dieléctrico y la capacidad sin acoplar del arrollamiento en el rango de alta frecuencia I.
 - a las inductancias y capacidades establecidas por las secciones del arrollamiento en el rango de alta frecuencia II.
- La medida IW está determinada por el dieléctrico constituido por el conjunto papel-aceite.
- La medida Trnf identifica el acoplamiento entre arrollamiento de HV y LV en una misma fase y la relación de transformación.
- Si el nivel de tensión de medida asegura el comportamiento lineal del núcleo, la medida EtE Open desde LV debe representar los mismos efectos que desde HV en el rango de baja, media y alta frecuencia I.
- Existe una relación directa entre la técnica FRA y las técnicas estandarizadas de Capacidad y Tangente de Delta, Impedancia de Cortocircuito y Relación de Transformación que las hace complementarias.
- No se ha encontrado relación entre la técnica FRA y las técnicas estandarizadas de Impedancia de Vacío y Resistencia de Arrollamientos.
- La conexión en triángulo de los arrollamientos de HV provoca:
 - la desaparición del pico de resonancia en alta frecuencia I determinado por la inductancia núcleo-dieléctrico, $L_d X$ y la capacidad del arrollamiento de HV, $C_{HV} X$.
 - cambio en la zona de alta frecuencia II en la medida Ete Open desde HV, determinada exclusivamente por el efecto del arrollamiento.
- La conexión en triángulo de los arrollamientos de LV provoca:
 - la modificación del pico de resonancia en alta frecuencia I en la medida EtE Open desde HV determinado en este caso por la inductancia en el dieléctrico $L_d X$ y la capacidad del arrollamiento de HV, $C_{HV} X$.
 - cambio en la zona de alta frecuencia II en la medida Ete Open desde LV, determinada exclusivamente por el efecto del arrollamiento.
- Se ha establecido una relación directa entre las características constructivas del transformador (tamaño, tensión de arrollamientos, etc.) y la respuesta en frecuencia a partir del análisis de los parámetros del modelo.

8.2 Aportaciones Originales.

El trabajo de investigación ha reportado avances originales relacionados con el modelado del transformador orientado al diagnóstico FRA en diferentes aspectos.

- Se establece por vez primera una clasificación de los modelos del transformador en base a sus características principales, resumidas en los resultados del Capítulo 2 y se identifican las dos metodologías de desarrollo de modelos orientados al diagnóstico FRA.
- Se establece un procedimiento de modelado que tiene en cuenta, analiza y representa satisfactoriamente los principales fenómenos electromagnéticos presentes en la medida FRA, lo que le confiere la capacidad de interpretar la realidad física en el interior del transformador (Capítulo 4).
- Se desarrolla un nuevo modelo para transformador trifásico de dos arrollamientos que avanza significativamente con respecto al Modelo de Pleite que toma de referencia en los siguientes puntos:
 - Permite obtener un modelo global del transformador considerando por primera vez en la medida FRA el acoplamiento magnético entre arrollamientos de distintas fases y arrollamientos concéntricos de la misma fase.
 - A pesar del modelado global, permite analizar independientemente cada uno de los arrollamientos, discretizando el efecto de cada una de las fases por separado a pesar de que en la medida FRA el acoplamiento magnético mezcla la influencia de las tres fases de forma conjunta.
 - Consta de una topología modular donde cada submodelo representa independientemente el comportamiento de un arrollamiento. Este aspecto facilita la identificación del fallo y dota al modelo de una mayor versatilidad ya que permite su ampliación a casos de tres arrollamientos, distintas configuraciones del grupo de conexión, etc.
 - Considera de forma novedosa en el ensayo FRA el parámetro de inductancia de dispersión como el elemento que representa el flujo magnético por la interfase núcleo-dieléctrico de forma global (a lo largo de todo el arrollamiento) y parcial (en cada grupo de espiras que conforma el arrollamiento).
- Se relaciona de forma clara y concisa la forma y rangos de la respuesta en frecuencia con distintos parámetros físicos del transformador tales como elementos constitutivos (núcleo, arrollamientos y dieléctrico), grupos de conexión, tamaño y potencia, etc., avanzando significativamente en la obtención de los criterios de interpretación de las curvas FRA (véase Capítulo 7 y Figura 143 a Figura 148) para su posterior estandarización en la normativa de aplicación FRA.

8.3 Líneas de Investigación Futuras

Los resultados obtenidos permiten establecer diversas líneas de investigación que continúen y complementen el trabajo realizado.

Con referencia al procedimiento de modelado:

- Se puede aplicar de forma extensiva para la obtención de modelos de los distintos tipos de transformadores utilizados en la industria.
- Hasta el momento únicamente se contempla el comportamiento lineal del núcleo lo que conlleva el uso de parámetros concentrados y constantes. Se ha demostrado sin embargo que la chapa magnética se comporta de forma no lineal y es dependiente de la frecuencia debido a los efectos de histéresis y saturación por lo que se aboga por la inclusión de estos fenómenos en el M.N.B.F. Como consecuencia, el modelo podría utilizarse no solo para la simulación de respuestas FRA, sino para propósitos generales como cálculo de protecciones, simulaciones en software ATP, etc.
- Se puede establecer un procedimiento alternativo basado en otro tipo de medidas FRA adicionales a las utilizadas hasta el momento. Ambos procedimientos deben llegar al mismo modelo, el caso contrario puede ser un indicativo de defecto. Por tanto el uso de procedimientos alternativos puede utilizarse como herramienta de diagnóstico.

Con referencia al modelo de transformador trifásico de dos arrollamientos:

- Desarrollo de un software para la automatización del proceso matemático de cálculo de parámetros.
- Análisis pormenorizado del M.A.A.F e identificación precisa de cada una de las secciones de arrollamiento que representa.
- Desarrollo del M.V.H.F mediante técnicas de Líneas de Transmisión y Propagación de Ondas.
- Relación pormenorizada entre parámetros geométricos del proceso constructivo y parámetros del modelo, siguiendo la línea establecida en el apartado 6.4.6 del Capítulo 6.
- Aplicación extensiva del modelo a casos tipificados de diagnóstico.

Referencias Bibliográficas:

- [1] **International Electrotechnical Commission.** IEC 60076-18 Ed.1: *Power transformers - Part 18: Measurement of frequency response. s.1.* IEC, 2010. Standard (Draft). IEC 60076-18.
- [2] **Working Group A2.26.** *Mechanical condition assessment of Transformer windings using Frequency Response Analysis (FRA).* s.1.: CIGRE, 2008. ISBN: 978- 2- 85873- 030- 8
- [3] **Transformer Committee of the IEEE Power Engineering Society.** *Draft Trial-Use Guide for the Application and Interpretation of Frequency Response Analysis for Oil Immersed Transformers.* New York : IEEE Power Engineering Society, 2006. Standard (Draft). PC 57.149.
- [4] **The Electric Power Industry Standard of People's Republic of China.** *Frequency Response Analysis on Winding Deformation of Power Transformers.* June 1st, 2005. Std. DL/T911-2004, ICS27.100, F24 Document No. 15182-2005.
- [5] *"IEEE Standard Glossary of Modeling and Simulation Terminology,"* IEEE Std 610.3-1989 , vol., no., pp.0_1, 1989 doi: 10.1109/IEEESTD.1989.94599.
- [6] *"IEEE Standard Terminology for Power and Distribution Transformers," IEEE Std C57.12.80-2002 (Revision of IEEE Std C57.12.80-1978)* , vol., no., pp.0_1, 2002 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1049144&isnumber=22479>
- [7] *"IEEE Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations,"* IEEE STD 1597.1-2008 , vol., no., pp.c1-41, 2008 <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4957854&isnumber=4957853>.
- [8] *"Modelling and analysis guidelines for slow transients. Part I. Torsional oscillations; transient torques; turbine blade vibrations; fast bus transfer,"* Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.10, no.4, pp. 1950- 1955, Oct 1995 <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=473358&isnumber=9986>
- [9] **Iravani, M.R.; Chandhary, A.K.S.; Giesbrecht, W.J.; Hassan, I.E.; Keri, A.J.F.; Lee, K.C.; Martinez, J.A.; Morched, A.S.; Mork, B.A.; Parniani, M.; Sarshar, A.; Shirmohammadi, D.; Walling, R.A.; Woodford, D.A.;** *"Modelling and analysis guidelines for slow transients. II. Controller interactions; harmonic interactions,"* Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.11, no.3, pp.1672-1677, Jul 1996 <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=517533&isnumber=11105>
- [10] **Iravani, M.R.; Chaudhary, A.K.S.; Giesbrecht, W.J.; Hassan, I.E.; Keri, A.J.F.; Lee, K.C.; Martinez, J.A.; Morched, A.S.; Mork, B.A.; Parniani, M.; Sharshar, A.; Shirmohammadi, D.; Walling, R.A.; Woodford, D.A.;** *(Slow Transients Task Force of the IEEE Working Group on Modeling and Analysis of Systems Transients Using Digital Programs), "Modeling and analysis guidelines for slow transients. III. The study of ferroresonance,"* Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.15, no.1, pp.255-265, Jan 2000 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=847260&isnumber=18392>
- [11] **Martinez, J.A.; Walling, R.; Mork, B.A.; Martin-Arnedo, J.; Durbak, D.;** *"Parameter determination for modeling system transients-Part III: Transformers,"* Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.20, no.3, pp. 2051- 2062, July 2005 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1458879&isnumber=31401>
- [12] **Juan A. Martinez-Velasco.** *"Power System Transients: Parameter Determination"* Taylor and Francis, 2009 ISBN 1420065297, 9781420065299, 757 páginas.
- [13] **Martinez, J.A.; Mahseredjian, J.; Walling, R.A.;** *"Parameter determination: procedures for modeling system transients,"* Power and Energy Magazine, IEEE , vol.3, no.5, pp. 16- 28, Sept.-Oct. 2005. <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1507018&isnumber=32291>
- [14] **CIGRÉ Working Group 02 (Internal overvoltages) of Study Committee 33 (Overvoltages and Insulation Coordination)** *"Guidelines for representation of network elements when calculating transients"*. International Conference on Large High Voltage Electric Systems. Brochure 39, Paris 1990
- [15] **A. Gole, J.A. Martinez, and A. Keri.** IEEE Power Engineering Society. *"Modeling and analysis of system transients"*. IEEE PES special publication. Piscataway, NJ : Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1998. Serie (TP ; 133-0)
- [16] *"IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses,"* IEEE Std 1110-2002 (Revision of IEEE Std 1110-1991) , vol., no., pp.0_1-72, 2003 doi: 10.1109/IEEESTD.2003.94408 <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1251520&isnumber=28019>.
- [17] *"Insulation Co-ordination Part 4: Computational Guide to Insulation Coordination and Modeling of Electrical Networks,"* IEC TR 60071-4, 2004.
- [18] **González C.** *—Revisión y Análisis del Modelado de Transformadores de Potencia a partir de su Respuesta en Frecuencia—*. MSc. Tesis. Universidad Carlos III de Madrid. Departamento de Tecnología Electrónica, Octubre 2009.
- [19] **González C. Pleite J.** *"Transformer Modeling Approaches for Frequency Response Analysis"*. Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010. Rome, Italy, September 6-8 2010.

- [20] **Pleite, J.** “Herramienta de modelado para el mantenimiento predictivo de transformadores basado en el análisis de la respuesta de frecuencia”. Tesis Doctoral. Universidad Carlos III de Madrid, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Automática, 2000.
- [21] **Wang, M., Vandermaar, A.J. y Srivastava, K.D.**, *Review of condition assessment of power transformers in service*. 6, Nov.-Dec. de 2002, IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 18, págs. 12-25. 0883-7554.
- [22] **CIGRÉ Working Group 05.** “An international survey on failures in large power transformers in service”. Electra N° 88, May de 1983, pp. 21-48.
- [23] **CEA Report 485T1049**, “On line condition monitoring of substation power equipment – utility needs”. Report for the Canadian Electricity association, B.C Hydro, Ontario Hydro. Transalta Utilities Corporation, December 1996.
- [24] **Sokolov, V., Berler, Z., Rashkes, V.**, “Effective Methods of Assessment of Insulation System Conditions in Power Transformers: A view based on practical experience”, Proceeding from Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference, Oct. 1999, pp. 659-667
- [25] **Minhas, M.S.A., Reynders, J.P., De Klerk, P.J.**, “Failures in power system transformers and appropriate monitoring techniques”, Eleventh International Symposium on High Voltage Engineering, 1999. (Conf. Publ. No. 467) ,Vol. 1 , 23-27 Aug. 1999 pp.94-97
- [26] **A. Golubev, et al.** *On-line vibro-acoustic alternative to the frequency response analysis and on-line partial discharge measurements on large power transformers*. New Orleans, LA : presented at the Tech Con’99 Annual Conference of TJ/H2b, 1999.
- [27] **M.A. Sanz-Bobi, et al.** *Experiences learned from the on-line internal monitoring of the behavior of a transformer*. Milwaukee, WI. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 1997.
- [28] **Mechefske, C.K.** *Correlating power transformer tank vibration characteristics to winding looseness*. Insight, Vols. 37, N° 8, 1985, pp. 599-604.
- [29] **T. Bengtsson, et al.** *Acoustic diagnosis of tap changers*. International Council on Large Electric Systems (CIGRÉ), Paris, France, 1996.
- [30] **Z. Wang, Y. Liu, and P.J. Griffin.** *Neural net and expert system diagnose transformer faults*. IEEE Computer Applications in Power, Vol. 13, no. 1, 2000, pp. 50-55.
- [31] **Martínez, J.A.; Mork, B.A.;** , "Transformer modeling for low- and mid-frequency transients - a review," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.20, no.2, pp. 1625- 1632, April 2005 doi:10.1109/TPWRD.2004.833884 <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1413435&isnumber=30625>
- [32] **L. Bolduc, et al.** *Detection of transformer winding displacement by the frequency response of stray losses (FRSL)*. International Council on Large Electric Systems (CIGRÉ), Paris, France, 2000.
- [33] **Naqiu, S. Can, Z., Frang, H., Qisheng, L., Lingwei, Z.** *Study on ultrasonic measurement device for transformer winding deformation..* Proceedings of the Int. Conf. on Power System Technology, PowerCon2002. 13-17 Oct. 2002 Vol. 3, págs. 1401-1404.
- [34] **Bjerkkan E.**, *High Frequency modeling of power transformers*. PhD Thesis. Faculty of Information Technology, Matematics and Electrical Engineering. Trondheim, May 2005.
- [35] **Birlasekaran, S.; Fetherston, F.;** , "Off/on-line FRA condition monitoring technique for power transformer," Power Engineering Review, IEEE , vol.19, no.8, pp.54-56, Aug 1999 doi: 10.1109/39.780991. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=780991&isnumber=16939>.
- [36] **Tenbohlen, S., Ryder, S.A.**, “Making Frequency Response Analysis Measurements: A Comparison of the Swept Frequency and Low Voltage Impulse Methods”, Proc. of the 13th Int. Symp. on High-Voltage Engineering (ISH2003), Netherlands 2003.
- [37] **R. Malewski and B. Poulin**, “Impulse Testing of Power Transformer Using the Transfer Function Method,” IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 2, April 1988.
- [38] **P.T.M. Vaessen and E.Hanique**, “A New Frequency Response Analysis Method for Power Transformers,” IEEE Transactions on Power Delivery”, Vol. 7, No. 1, January 1992.
- [39] **E.P. Dick and C.C. Erven**, “Transformer Diagnostic Testing by Frequency Response Analysis,” IEEE Transactions PAS-97, No. 6, pp 2144-2153, 1978.
- [40] **Hoang Van Hue, V.N. Malinovskii**, “Methods and Means for the Control and Diagnostics of the State of Large Power-Transformer Windings”, Russian Electrical Engineering, 2009, Vol. 80, No. 10, pp. 555–560. Allerton Press, Inc., 2009. ISSN 1068-3712.
- [41] **E.P. Dick, C.C. Erven.** “Transformer Diagnostic Testing By Frequency Response Analysis”. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 97, No. 6, December 1978, pp. 2144-2153.
- [42] **Karlstrom Mats** “Recommendations for repeatable measurements when using SFRA on transformers” VII International Scientific and Technical Conference “Large Power Transformers and Diagnostics Systems”. 22-23 June 2010 Moscow.
- [43] **L. Coffeen, NEETRAC, J. McBride, JMX Services, Inc., T. Gherian, FirstEnergy, L. van der Zel, EPRI** “On-line FRA for Transformer Winding Condition Assessment – Update on First Commercial Prototype at FirstEnergy”. Proceedings of the

Conference for the Maintenance and Management of High Voltage Electrical Equipment TechCon 2010 North America, March 1-3, 2010 Ponte Vedra, Florida.

- [44] **Abeywickrama, N.; Serdyuk, Y.V.; Gubanski, S.M.;** “*Effect of Core Magnetization on Frequency Response Analysis (FRA) of Power Transformers*” Power Delivery, IEEE Transactions on. Vol: 23 , Issue: 3, 2008, pp 1432 – 1438.
- [45] **Abetti, P. A.;** , “*Bibliography on the Surge Performance of Transformers and Rotating Machines*,” Power Apparatus and Systems, Part III. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol.77, no.3, pp.1150-1168, April 1958 doi: 10.1109/AIEEPAS.1958.4500118.
- [46] **M.J.Pirene,**“*Theorie Generale des Phenomenes Oscillatoires dans les Enroulements de Transformateurs*”, Revue Generale de l'Electricite, TomeXLVII No.1-2, Janvier 1940, pp. 19-63.
- [47] **E.T.Norris.** “*The Lightning Strength of Power Transformers*”, Journal IEE, Vol. 95, Part 11, pp. 389-406, 1948.
- [48] **R.Rüdenberg,** “*Performance of Travelling waves in Coils and Windings*”, AIEE Trans. Vol. 59, 1940, pp. 1031-1040; 1257-1262.
- [49] **Oguz Soysal, A.;** , “*A method for wide frequency range modeling of power transformers and rotating machines*,” Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.8, no.4, pp.1802-1810, Oct 1993. <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=248288&isnumber=6358>
- [50] **Dick, E.P.; Watson, W.;** , “*Transformer Models for Transient Studies Based on Field Measurements*,” Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on , vol.PAS-100, no.1, pp.409-419, Jan. 1981 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4110491&isnumber=4110440>
- [51] **Arturi, C.M.;** , “*Transient simulation and analysis of a three-phase five-limb step-up transformer following an out-of-phase synchronization*,” Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.6, no.1, pp.196-207, Jan 1991URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=103738&isnumber=3207>
- [52] **de Leon, F.; Semlyen, A.;** , “*Complete transformer model for electromagnetic transients*,” Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.9, no.1, pp.231-239, Jan 1994 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=277694&isnumber=6861>
- [53] **Narang, A.; Brierley, R.H.;** , “*Topology based magnetic model for steady-state and transient studies for three-phase core type transformers*,” Power Systems, IEEE Transactions on , vol.9, no.3, pp.1337-1349, Aug 1994 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=336132&isnumber=7897>
- [54] **Mork, B.A.;** , “*Five-legged wound-core transformer model: derivation, parameters, implementation and evaluation*,” Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.14, no.4, pp.1519-1526, Oct 1999 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=796249&isnumber=17286>
- [55] **Xusheng Chen; Venkata, S.S.;** , “*A three-phase three-winding core-type transformer model for low-frequency transient studies*,” Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.12, no.2, pp.775-782, Apr 1997 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=584369&isnumber=12635>
- [56] **Xusheng Chen;** , “*A three-phase multi-legged transformer model in ATP using the directly-formed inverse inductance matrix*,” Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.11, no.3, pp.1554-1562, Jul 1996 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=517516&isnumber=11105>
- [57] **Stuehm, Don L.; Mork, Bruce A.; Mairs, Dan D.;** , “*Five-Legged Core Transformer Equivalent Circuit*,” Power Engineering Review, IEEE , vol.9, no.7, pp.64-65, July 1989 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4310819&isnumber=1540>
- [58] **Hatziargyriou, N.D.; Prousalidis, J.M.; Papadias, B.C.;** , “*Generalised transformer model based on the analysis of its magnetic core circuit*,” Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C , vol.140, no.4, pp.269-278, Jul 1993 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=223814&isnumber=5845>.
- [59] **Castañó, C. E., González, C. Aponte, G.** “El uso de la técnica FRA para el diagnóstico de transformadores”. Proceedings del Congreso Internacional de Alta Tensión y Aislamiento Eléctrico, ALTAE 2009. Noviembre 09. Medellín Colombia.
- [60] **G Aponte, C. González, H. Cadavid, J. Pleite, J. C. Burgos;** “*The core magnetization effect on the transformer frequency response*” VI WORKSPOT - International Workshop on Power Transformers - Foz de Iguaçu / Brazil, April 2010.
- [61] **J. Secue, E. Mombello, C. V. Cardoso.** “*Revisión del Análisis de Respuesta en Frecuencia (SFRA) para Evaluación de Desplazamientos y Deformaciones de Devanados en Transformadores de Potencia*”. IEEE Latin America Transactions, Vol: 5, N°. 5, September 2007, pp 321-328.
- [62] **P.T.M. Vaessen, E. Hanique.** “Transformer Model For High Frequencies”. IEEE transactions on power delivery, Vol 3, N0 4, Octubre 1988.
- [63] **S. Tenbohlen, S. A. Ryder;** “*Making Frequency Response Analysis Measurements: A Comparison of the Swept Frequency and Low Voltage Impulse Methods*”. XIII International Symposium on High Voltage Engineering, Netherlands 2003. ISBN 90-77017-79-8.
- [64] **Simon A. Ryder.** “Methods for Comparing Frequency Response Analysis Measurements”. *Conference Record of the 2002 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Boston, MA USA, April 7- 10,2002

- [65] **J.A.S.B. Jayasinghe, Z. D. Wang, P. N Jarman, A. W. Darwin.** "Investigations on Sensitivity of FRA Technique in Diagnosis of Transformer Winding Deformations". Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Indianapolis, IN USA, 19-22 september 2004.
- [66] **J.A.S.B. Jayasinghe, Z. D. Wang, P. N Jarman, A. W. Darwin.** "Winding Movement in Power Transformers: A Comparison of FRA Measurement Connection Methods". IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation Vol. 13, No. 6, December 2006.
- [67] **M. Wang and A. J. Vandermaar, K. D. Srivastava.** "Transformer Winding Movement Monitoring in Service—Key Factors Affecting FRA Measurements". IEEE Electrical Insulation Magazine. September/October 2004. Vol. 20, No. 5.
- [68] **Sofian, D.M.; Wang, Z.D.; Jayasinghe, S.B.;** "Frequency response analysis in diagnosing transformer winding movements - fundamental understandings," Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004. 39th International , vol.1, no., pp. 138- 142 Vol. 1, 6-8 Sept. 2004.
- [69] **M. Wang, A. John Vandermaar, K. D. Srivastava,** "Improved Detection of Power Transformer Winding Movement by Extending the FRA High Frequency Range". IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 20, N°. 3, July 2005.
- [70] **Larry Coffeen, Jeffrey Britton, Johannes Rickmann;** "A New Technique to Detect Winding Displacements in Power Transformers Using Frequency Response Analysis". 2003 IEEE Bologna PowerTech Conference, June 23-26, Bologna, Italy
- [71] **R. Wimmer, S. Tenbohlen, M. Heindl, A. Kraetge, M. Krüger, J. Christian.** "Development of Algorithms to Assess the FRA" XVth International Symposium on High Voltage Engineering University of Ljubljana, Elektroinštitut Milan Vidmar, Ljubljana, Slovenia, August 27-31, 2007.
- [72] **Arvind Singh.** "A Multi-Layer Neural Network Approach to Identification of Mechanical Damage in Power Transformer Windings". PhD. Thesis. The University of British Columbia. Vancouver. Canada. March 2009.
- [73] **D.K.Xu, C.Z.Fu, Y.M.Li,** "Application of artificial neural network to the detection of the transformer winding deformation" High Voltage Engineering Symposium, 22-27 August 1999 Conference Publication No. 467.
- [74] **Jin Zhijian Li Jingtao Zhu Zishu;** "Diagnosis of Transformer Winding Deformation on the Basis of Artificial Neural Network". Proceedings of The 6th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials June 21-26, 2000, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, China.
- [75] **Jong-Wook Kim, ByungKoo Park, Seung Cheol Jeong, Sang Woo Kim, PooGyeon Park.** "Fault Diagnosis of a Power Transformer Using an Improved Frequency-Response Analysis". IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 20, NO. 1, JANUARY 2005 pp 169 -178
- [76] **G. M. V. Zambrano, A. C. Ferreira, L. P. Calôba.** "Power Transformer Equivalent Circuit Identification by Artificial Neural Network using Frequency Response Analysis" Power Engineering Society General Meeting, 2006.
- [77] **Muhammad Azizi Abdul Rahman; Halimatun Hashim; P.S. Ghosh.** "Frequency response analysis of a power transformer". Proceedings of the Australasian Universities Power Engineering Conference AUPEC2003 28 September-1 October 2003, Christchurch, New Zealand ISBN 0-473-09867-9.
- [78] **A. Ray and S. Joshi,** "Application of ann in sweep frequency response analysis for fault classification of transformer." Doble Publication under review, 2008.
- [79] **P. Nirgude, D. Ashokraju, and T. Sireesha,** "Application of ann to fra data for identification of faults in transformers," No. T7-200, 15th International Symposium on High Voltage Engineering, Aug 2007.
- [80] **Secue, J.; Mombello, E.;** "New methodology for diagnosing faults in power transformer windings through the Sweep Frequency Response Analysis (SFRA)," Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2008 IEEE/PES , vol., no., pp.1-10, 13-15 Aug. 2008.
- [81] **Gururaj, B.I.; Satish, L.;** "Detection and localization of inter-turn fault in the HV winding of a power transformer using wavelets" Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on , vol.9, no.3, pp.479-480, Jun 2002.
- [82] **N. Prema Kumar, J.Amarnath, K. D. Shrivastava, B.P.Singh** "Identification of Winding Faults in Power Transformers by Low Voltage Impulse Test and Neutral Current Method using Wavelet Transform Approach" 2005 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena.
- [83] **Takahiro Sano, Katsunori Miyagi.** "Influence of Measurement Parameters on FRA Characteristics of Power Transformers" 2008 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, Beijing, China, April 21-24, 2008
- [84] **Satish, L.; Sahoo, S.K.;** "An effort to understand what factors affect the transfer function of a two-winding transformer," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.20, no.2, pp. 1430- 1440, April 2005.
- [85] **Ragavan, K.; Satish, L.;** "Localization of Changes in a Model Winding Based on Terminal Measurements: Experimental Study," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.22, no.3, pp.1557-1565, July 2007.
- [86] **Akbari, A.; Werle, P.; Borsi, H.; Gockenbach, E.;** "A continuous parameter high frequency model based on travelling waves for transformer diagnostic purposes," Electrical Insulation, 2002. Conference Record of the 2002 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.154-157, 7-10 Apr 2002. doi: 10.1109/ELINSL.2002.995901. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&number=995901&isnumber=21493>
- [87] **Satish, L.; Jain, A.;** "Structure of Transfer Function of Transformers with Special Reference to Interleaved Windings," Power Engineering Review, IEEE , vol.22, no.5, pp.69-70, May 2002.

- [88] **Ragavan, K.; Satish, L.;** , "Construction of Physically Realizable Driving-Point Function From Measured Frequency Response Data on a Model Winding," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.23, no.2, pp.760
- [89] **L. Satish, Subrat K. Sahoo;** "Locating faults in a transformer winding: An experimental study". *Electric Power Systems Research* Vol 79 (2009) pp 89–97.
- [90] **A. Akbari, H. Firoozi, H. Borsi, M.Kharezi** "Assessment of Drying Quality for Power Transformer during Manufacturing Process Using Variation of Transfer Function" 2006 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena.
- [91] **Mitchell, S.D.; Welsh, J.S.; Middleton, R.H.;** , "A narrowband high frequency distributed power transformer model for partial discharge location," *Power Engineering Conference, 2007. AUPEC 2007. Australasian Universities* , vol., no., pp.1-7, 9-12 Dec. 2007
- [92] **Shigemitsu Okabe, Masanori Koutou, Tsuneharu Teranishi, Syouji Takeda, Toshiyuki Saida.** "A High-Frequency Model of an Oil Immersed Transformer, and Its Use in Lightning Surge Analysis". *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 134, No. 1, 2001.
- [93] **Yacimini, R.; Bronzeado, H.;** , "Transformer inrush calculations using a coupled electromagnetic model," *Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings -* , vol.141, no.6, pp.491-498, Nov 1994 doi: 10.1049/ip-smt:19941450 <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=331577&isnumber=7837>
- [94] **V. Brandwajn, H. W. Dommel, I. I. Dommel,** "Matrix representation of three-phase n winding transformers for steady-state and transient studies," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-101, n° 6, pp. 1369-1378, Jun. 1982.
- [95] **H. W. Dommel,** "EMTP Theory Book". Portland, OR: Bonneville Power Admin., Aug. 1986.
- [96] **Arrillaga, J.; Enright, W.; Watson, N.R.; Wood, A.R.;** , "Improved simulation of HVDC converter transformers in electromagnetic transient programs," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings -* , vol.144, no.2, pp.100-106, Mar 1997 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=591193&isnumber=12849>
- [97] **E. C. Cherry,** "The duality between interlinked electric and magnetic circuits and the formation of transformer equivalent circuits," *Proc. Physical Society*, vol 62, 1949, pp 101-111.
- [98] **G. R. Slemon,** "Equivalent circuits for transformers and machines including non-linear effects". *Proc. Inst. Elect. Eng. IV.* vol. 100, 1953, pp 129-143.
- [99] **Xosé. M. López-Fernández, Patricia Penabad-Durán and Janusz Turowski.** "3-D Methodology for the Heating Hazard Assessment on Transformer Covers". XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome.
- [100] **Xose. M. Lopez-Fernandez, C. Alvarez-Mariño, D. Couto, R. Lopes, A. Jacomo-Ramos** "Modeling and Insulation Design Methodology in Power Transformer under Fast Transients" XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome.
- [101] **Wilcox, D.J.; Conlon, M.; Hurley, W.G.;** , "Calculation of self and mutual impedances for coils on ferromagnetic cores," *Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education - Reviews, IEE Proceedings A* , vol.135, no.7, pp.470-476, September 1988.
- [102] **E. Mombello, H. C. Zini.** "A novel linear equivalent circuit of a transformer winding considering the frequency-dependence of the impedances". *Electric Power Systems Research* Vol. 77 (2007) pp 885–895.
- [103] **De Leon, F.; Semlyen, A.;** , "A simple representation of dynamic hysteresis losses in power transformers," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.10, no.1, pp.315-321, Jan 1995.
URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=368383&isnumber=8435>
- [104] **Jiles, D. C.; Atherton, D. L.;** , "Theory of ferromagnetic hysteresis (invited)," *Journal of Applied Physics* , vol.55, no.6, pp.2115-2120, Mar 1984 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5114077&isnumber=5113889>
- [105] **Gaudreau, A.; Picher, P.; Bolduc, L.; Coutu, A.;** , "No-load losses in transformer under overexcitation/inrush-current conditions: tests and a new model," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.17, no.4, pp. 1009- 1017, Oct 2002 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1046877&isnumber=22435>
- [106] **Avila-Rosales, J.; Alvarado, F.L.;** , "Nonlinear Frequency Dependent Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on* , vol.PAS-101, no.11, pp.4281-4288, Nov. 1982 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4111253&isnumber=4111239>
- [107] **Avila-Rosales, J.; Semlyen, A.;** , "Iron Core Modeling For Electrical Transients," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on* , vol.PAS-104, no.11, pp.3189-3194, Nov. 1985 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4113000&isnumber=4112970>
- [108] **F.de Leon, A. Semlyen.** "Time Domain Modeling Of Eddy Current Effects For Transformer Transients". *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8, N°. 1, January 1993.
- [109] **D.J. Wilcox, W.G. Hurley, M. Conlon.** "Calculation Of Self And Mutual Impedances Between Sections Of Transformer Windings". *IEE Proceedings*, Vol. 136, Pt. C, No. 5. Pp 308-314. Sept 1989.
- [110] **Fuchs, E.F.; Yildirim, D.; Grady, W.M.;** , "Measurement of eddy-current loss coefficient P_{EC-R} , derating of single-phase transformers, and comparison with K-factor approach," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.15, no.1, pp.148-154, Jan 2000 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=847243&isnumber=18392>

- [111] **Neves, W.L.A.; Dommel, H.W.;** , "On modelling iron core nonlinearities," *Power Systems, IEEE Transactions on* , vol.8, no.2, pp.417-425, May 1993 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=260845&isnumber=6592>
- [112] **Medina, A.; Saucedo, G.; Sanchez, C.M.; Maldonado, A.M.; Sanchez, L.;** , "Saturation and hysteresis characteristics obtained by measurements in multilimb power transformers using DC excitation," *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE* , vol.2, no., pp. 1389- 1393 vol.2, 2002 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=985243&isnumber=21229>
- [113] **Akçay, H.; Ece, D.G.;** , "Modeling of hysteresis and power losses in transformer laminations," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.18, no.2, pp. 487- 492, April 2003 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1193869&isnumber=26850>
- [114] **E. J. Tarasiewicz, A. S. Morched, A. Narang, and E. P. Dick,** "Frequency dependent eddy current models for nonlinear iron cores," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 8, no. 2, pp. 588–597, May 1993.
- [115] **Martinez, J.A.; Gustavsen, B.;** , "Parameter estimation from frequency response measurements," *Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE* , vol., no., pp.1-7, 26-30 July 2009 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5275776&isnumber=5260217>
- [116] **Abeywickrama, N.; Serdyuk, Y.V.; Gubanski, S.M.;** , "High-Frequency Modeling of Power Transformers for Use in Frequency Response Analysis (FRA)," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.23, no.4, pp.2042-2049, Oct. 2008 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4550757&isnumber=4626339>
- [117] **Rahimpour, E.; Christian, J.; Feser, K.; Mohseni, H.;** , "Transfer function method to diagnose axial displacement and radial deformation of transformer windings," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.18, no.2, pp. 493- 505, April 2003 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1193870&isnumber=26850>
- [118] **Gustavsen, B.;** , "Wide band modeling of power transformers," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.19, no.1, pp. 414- 422, Jan. 2004 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1256408&isnumber=28109>
- [119] **Gustavsen, B.; Semlyen, A.;** , "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.14, no.3, pp.1052-1061, Jul 1999,<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=772353&isnumber=16779>
- [120] **Morched, A.; Marti, L.; Ottevangers, J.;** , "A high frequency transformer model for the EMTP," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.8, no.3, pp.1615-1626, Jul 1993 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=252688&isnumber=6449>
- [121] **Kulkarni S. V., Khaparde S. A.;** "Transformer Engineering. Design and Practice". Marcel Dekker, Inc. New York – Basel. ISBN: 0-8247-5653-3.
- [122] **Liorzou, F.; Phelps, B.; Atherton, D.L.;** , "Macroscopic models of magnetization," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.36, no.2, pp.418-428, Mar 2000 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=825802&isnumber=17879>
- [123] <http://www.energy.sintef.no/Produkt/VECTFIT>.
- [124] **Welsh, J.S.; Rojas, C.R.; Mitchell, S.D.;** , "Wideband parametric identification of a power transformer," *Power Engineering Conference, 2007. AUPEC 2007. Australasian Universities* , vol., no., pp.1-6, 9-12 Dec. 2007 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4548053&isnumber=4548013>
- [125] **K. G. N. B. Abeywickrama, Alexander D. Podoltsev, Yuriy V. Serdyuk and Stanislaw M. Gubanski.** "Influence of Core Characteristics on Inductance Calculations for Modeling of Power Transformers". First International Conference on Industrial and Information Systems, ICIS 2006, 8 - 11 August 2006, Sri Lanka.
- [126] **Long Pong,** "Modeling A Transformer With Doble M Series Instruments" 2004 Doble Engineering Company Brochure.
- [127] **Weed, J.M.** "Abnormal Voltages in Transformers". AIEE Trans., Vol. 34, pt.II, 1915, pp. 2197-2236.
- [128] **Stefano Grivet-Talocia** -the Politechnic University of Torino (Italy)- IdEM software: http://www.emc.polito.it/software/IdEM/idem_home.asp.
- [129] **ABB Electrical Machines (Switzerland).** SoFT software: <http://www.abb.com/global/abbzh/abbzh251.nsf!OpenDatabase&db=/global/seitp/seitp161.nsf&v=17ECA&e=us∓m=1052&c=3DEFA2E72CF5BF90C12569E80048EBBB>.
- [130] **J. Pleite, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro, J. Vazquez.** "Transformer Modeling for FRA Techniques". IEEE-PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002 Asia Pacific.
- [131] **E. Rahimpour, N. Hamidi,** "The Effects of Axial Displacement Of Transformer Windings On Impulse And Transferred Voltage Distribution". Electric Power Systems Research 76 (2006) 509–514.
- [132] **Eilert Bjerkan, Hans Kristian Hoidalen, Olivier Moreau.** "FRA Sensitivity Analysis using High Frequency Modeling of Power Transformers based on the Finite Element Method". Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering, Tsinghua University, Beijing, China, August 25-29, 2005.
- [133] **K. G. N. B. Abeywickrama, Yuriy V. Serdyuk, Stanislaw M. Gubanski,** "Exploring Possibilities for Characterization of Power transformer Insulation by Frequency Response Analysis (FRA)". *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL. 21, NO. 3, JULY 2006.

- [134] **Shintemirov Almas, Tang Wenhui, Wu Q. H.** "Modeling of a Power Transformer Winding for Deformation Detection Based on Frequency Response Analysis". *Proceedings of the 26th Chinese Control Conference* July 26-31, 2007, Zhangjiajie, Hunan, China.
- [135] **Yanming Li, Gang Liu, Linhai Zhang, Longjun Zhang and Zhiming Lin.** "Transformer Winding Deformation Diagnosis Using Middle Band Frequency Response Analysis". *2007 International Conference on Solid Dielectrics*, Winchester, UK, July 8-13, 2007.
- [136] **Jorge Pleite, Carlos González, Juan Vázquez, Antonio Lázaro.** "Power Transformer Core Fault Diagnosis Using Frequency Response Analysis". *IEEE MELECON 2006*, May 16-19, Benalmádena (Málaga), Spain.
- [137] **Stace, M.; Islam, S.M.;** "Condition monitoring of power transformers in the Australian State of New South Wales using transfer function measurements," *Properties and Applications of Dielectric Materials*, 1997., *Proceedings of the 5th International Conference on*, vol.1, no., pp.248-251 vol.1, 25-30 May 1997 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=617574&isnumber=13443>.
- [138] **K. S. Herszterg, H. J. A. Martins, S. Carneiro Jr.** "Analytical Approach of Frequency Response Through a Mathematical Model of Transformer Windings". *Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering*, Tsinghua University, Beijing, China, August 25-29, 2005
- [139] **K. G. N. B. Abeywickrama, Alexander D. Podoltsev, Yuriy V. Serdyuk, and Stanislaw M. Gubanski, Fellow, IEEE.** "Computation of Parameters of Power Transformer Windings for Use in Frequency Response Analysis". *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, VOL. 43, NO. 5, MAY 2007.
- [140] **A.Miki, T.Hosoya, K.Okuyama,** "A calculationMethod for Impulse Voltage Distribution and Transferred Voltage in Transformer Windings", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-97, No.3, May/June 1978, pp. 930-939
- [141] **P.I.Fergestad, T.Henriksen,** "Inductances for the Calculation of Transient Oscillations inTransformers", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-93, No.2, March-April 1974, pp. 510-517.
- [142] **L. A. Ojeda Piay,** "Revisión de los modelos para el Transformador en Alta Frecuencia". Proyecto de Grado. Universidad del Valle. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Santiago de Cali. 2008.
- [143] **Kenneth Pedersen, Morten Erlandsson Lunow, Joachim Holboell, Mogens Henriksen.** "Detailed High Frequency Models of Various Winding Types in Power Transformers". *International Conference on Power Systems Transients (IPST'05)* Montreal, Canada on June 19-23, 2005 Paper No. IPST05 - 100
- [144] **Guishu Liang, Haifeng Sun, Xile Zhang, and Xiang Cui,** "Modeling of Transformer Windings Under Very Fast Transient Overvoltages" *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, VOL. 48, NO. 4, NOVEMBER 2006
- [145] **William C Yengst,** "Procedures of Modern Network Synthesis", The Macmillan company, New York; 1964, pp 1-14, pp33-62.
- [146] **M.E.Van Valkenburg,** "Introduction to Modern Network Synthesis", Wiley Eastern Ltd. Dec. 1987, pp.62-79; pp.82-104;
- [147] **D.J. Wilcox,** "Theory of transformer modelling using modal analysis," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings* vol.138, no.2, pp.121-128, Mar 1991 URL:<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=64695&isnumber=2341>.
- [148] **Hettiwatte, S.N.; Crossley, P.A.; Wang, Z.D.; Darwin, A.; Edwards, G.;** "Simulation of a transformer winding for partial discharge propagation studies," *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE*, vol.2, no., pp. 1394- 1399 vol.2, 2002 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=985244&isnumber=21229>.
- [149] **Giulio Antonini,** "SPICE Equivalent Circuits of Frequency-Domain Responses " *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, VOL. 45, NO. 3, AUGUST 2003.
- [150] **Pintelon, R.; Guillaume, P.; Rolain, Y.;Schoukens, J.** "Parametric Identification of Transfer Functions in the Frequency Domain – A Survey". *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol 39. N° 11, November 1994.
- [151] "IEEE Standard Test Code for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers," *IEEE Std C57.12.90-2010 (Revision of IEEE Std C57.12.90-2006)*, vol., no., pp.1-100, Oct. 15 2010 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5610578&isnumber=5610577>.
- [152] **Cundeva S.** "A Transformer Model Based on the Jiles–Atherton Theory of Ferromagnetic Hysteresis". *Serbian Journal of Electrical Engineering*. Vol. 5, No. 1, May 2008, 21-30.
- [153] **Chen D. K.** "Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería". ISBN 0-201-65375-3, Año 1997. Addison-Wesley Iberoamericana, S.A.
- [154] **Grant, I. S.; Philips, W. R.;** "Electromagnetism". Second Edition. John Wiley & Sons. ISBN 0-471-92712-0.
- [155] **Plonus, M. A.;** "Electromagnetismo Aplicado". Ed. Reverté. ISBN 84-291-3063-2.
- [156] **Ulaby, Fawwaz T.;** "Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo". Quinta Edición. Pearson Educación. ISBN: 978-970-26-1055-7.
- [157] **J. L. Guardado, J. A. Flores, V. Venegas, J. L. Naredo and F. A. Uribe;** "A Machine Winding Model for Switching Transient Studies Using Network Synthesis". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, N° 2, June 2005.
- [158] **E. Ras.** "Redes Eléctricas y Multipolos". Ed. Marcombo. ISBN: 84-267-0395-X. Año 1980.

- [159] **Aponte Mayor, G.** "Evaluación de la condición mecánica de los transformadores mediante el análisis de su respuesta en frecuencia". Tesis Doctoral. ISBN. 0439252 Universidad del Valle, Cali. Colombia.
- [160] **C. González, J. Pleite, R. A. Salas, J. Vázquez.** "Transformer Diagnosis Approach using Frequency Response Analysis Method". Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 7- 10 de Noviembre, Paris – France.
- [161] **R. M. del Vecchio et al.** "Transformer Design Principles. With applications to Core-Form Power Transformers". 2nd Edition. CRC Press. ISBN: 978-1-4398-0582-4.
- [162] **M. J. Heathcote.** "J&P Transformer Book", 13th Edition. Newnes. ISBN: 978-0-7506-8164-3.
- [163] **E. Ras.** "Transformadores de potencia, de medida y de protección". 7ª Edición. Marcombo – Boixareu Editores. ISBN: 84-267-0690-8.
- [164] **K. G. N. B. Abeywickrama et al.** "Influence of Core Characteristics on Inductance Calculations for Modeling of Power Transformers". Fisrt International Conference on Industrial and Information Systems, ICIS 2006, 8-11 August 2006, Sri Lanka.
- [165] **G. Aponte, C. González, H. Cadavid, J.C. Burgos, J. Pleite.** "Core magnetization effects on the frequency response analysis of transformers". PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 86 NR 8/2010. Polonia.
- [166] **Aponte, G.; Herrera, W; Gonzalez, C.; Pleite, J.** "Implementation of an electric transformer model for ist frequency response analysis". Información Tecnológica, vol. 22 (4), pp 57-72, 2011. DOI: 10.4067/S0718-07642011000400008
- [167] **J. Pleite, C. González, J. Vázquez, A. Lázaro** "Frequency Response Analysis for Power Transformers Diagnosis" WSEAS Transactions on Power Systems. Volumen: 1. Páginas, inicial: 173 final: 180. Fecha: Enero 2006. Print ISSN: 1790-5060 E-ISSN: 2224-350X. Included in ISI/SCI Web of Science and Web of Knowledge.
- [168] **Valdivia, V.; Pleite, J.; Zumel, P.; Gonzalez, C.;** , "Improving design of integrated magnetics for power electronics converters," Electronics Letters , vol.44, no.11, pp.693-694, May 22 2008
- [169] **Gon le, C.; Pleite, .;** "Transformer modeling approaches for Frequency Response Analysis," Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on , vol., no., pp.1-6, 6-8 Sept. 2010. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5608260&isnumber=5607489>.
- [170] **Aponte G., Herrera W.,González C. Pleite J.;** "Implementación de un modelo de una transformador eléctrico para el análisis de su respuesta en frecuencia", Información Tecnológica, vol. 22, nº 4, pp 59-72, 2011.
- [171] **GONZÁLEZ C., CASTAÑO C., PLEITE J.;** "Transformer Model for FRA Traces Interpretation" The 3rd International Avanced Research Workshop on Transformers ARWTr 2010. October 3-6, 2010
- [172] **Aponte G., González C., Cadavid H., Pleite J., Burgos J. C.** "The core magnetization effect on the transformer frequency response". VI WORKSPOT - International Workshop on Power Transformers - Foz de Iguaçu / Brazil., April 2010
- [173] **Castañó, C. E., González, C. Aponte, G.** "El uso de la técnica FRA para el diagnóstico de transformadores". Proceedings del Congreso Internacional de Alta Tensión y Aislamiento Eléctrico, ALTAE 2009. Noviembre 09. Medellín Colombia
- [174] **Aponte G., González C, Cadavid H Pleite J., Burgos J. C** "Frequency Response Analysis Effect of Transformers Core Magnetization due to Routine Tests." 16th International Symposium on High Voltage Engineering. Cape Town, South Africa, 24 to 28 August 2009
- [175] **C. González, J. Pleite, G. Aponte, H. Cadavid** "Main FRA diagnosis rules through a comparison among the three current worldwide standards and experimental results." Diagnostic Measurements on Power Transformers OMICRON Workshop. October 21. and 22. 2008. Friedrichshafen, Germany
- [176] **C. González, J. Pleite, V. Valdivia, J. Sanz.** "On Line measurements of the Frequency Response of the Transformer by means of the Bushing Tap Coupler" Advance Research Workshop on Transformers, ARWtr 2007 Paper ARWtr Proceedings Baiona, España 28-30 Octubre, 2007.
- [177] **C. González, J. Pleite, V. Valdivia, J. Sanz** "An overview of the On Line Application of Frequency Response Analysis (FRA)" International Symposium on Industrial Electronics (ISIE) Paper ISIE Proceedings (IEEE Industrial Electronics Society) Vigo, España 4-7 Junio 2007
- [178] **C. González, J. Pleite, R. A. Salas, J. Vázquez** "Transformer Diagnosis Approach using Frequency Response Analysis Method" Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON) IECON Proceedings (IEEE Industrial Electronics Society) Paris, Francia, 7-10 Noviembre 2006.
- [179] **J. Pleite, C. Gonzalez, V. Valdivia, R.A. Salas** "Frequency Response Analysis Tool (FRAT) for Transformer Diagnosis" OMICRON Workshop - Diagnostic Measurements on Power Transformers, Brengenz, Austria, 2-3 Octubre, 2007
- [180] **: J. Pleite, C. Gonzalez, V. Valdivia, R.A. Salas.** "Frequency Response Analysis Tool (FRAT) for Transformer Diagnosis" Workshop on Variable Frequency Diagnostics Dielectric response and FRA. Paper Workshop Proceedings. Royal Institute of Technology (KTH), Electrical engineering Estocolmo, Suecia 11-12 Septiembre, 2007.
- [181] **Jorge Pleite, Carlos González, Juan Vázquez, y Antonio Lázaro.** "Core Effects Modeling For Three Phase Power Transformers" ICEM 06. XVII International Conference on Electrical Machines. Paper ICEM Proceedings (IEEE Industry Applications Society) Isla de Creta, Grecia, 2-5 de Septiembre, 2006

- [182] **J. Pleite, C. González, J. Vázquez, A. Lázaro.** "Power Transformer Core Fault Diagnosis Using Frequency Response Analysis". 13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference. MELECON 2006 Paper MELECON Proceedings. Málaga, España 16-19 Mayo, 2006
- [183] **J. Pleite, C. González, E. Olías, A. Barrado, A. Lázaro, J. Vázquez.** : "Software tool for FRA techniques". ARWtr 2004. Advanced Research Workshop on Modern Transformers Paper ARWtr Proceedings Vigo, España, 28-30 Octubre, 2004.
- [184] **V. Valdivia, J. Pleite, C. Gonzalez, R. A. Salas.** : "New approach to integrate an LCL filter and a transformer for grid connected converters following a simple design procedure" IECON 2007. Paper IECON Proceedings (IEEE Industrial Electronics Society) Taipei, Taiwan Fecha: : 6-10 Noviembre 2007.
- [185] **R. A. Salas, J. Pleite, C. González, A. Barrado.** : "3D Nonlinear Saturation Modelling of Magnetic Components for Power Electronics based on 2D Finite Element Analysis". ISIE 2007. International Symposium Industrial Electronics Paper ISIE Proceedings (IEEE Industrial Electronics Society) Vigo, España, 4-7 de Junio de 2007
- [186] **J. Pleite, V. Valdivia, P. Zumel, C. González.** "Transformer and Series Inductance Integration for Harmonic Filtering in PWM Inverters Based in a Simple Design Procedure" ISIE 2007. International Symposium Industrial Electronics Paper ISIE Proceedings (IEEE Industrial Electronics Society) Vigo, España, 4-7 de Junio de 2007
- [187] **V. Valdivia, J. Pleite, P. Zumel, C. González.** : "Improving the Design of Integrated Magnetics for Power Electronics Systems" 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC Paper PESC Proceedings (IEEE Power Electronics Society) Rhodes, Grecia, Junio 2008
- [188] **J. Pleite, V. Valdivia, P. Zumel, C. González.** "Improving the magnetic integration for Power Systems" IEEE INTERMAG 2008 Paper Intermag Proceedings (IEEE Magnetics Society) Madrid, España, Mayo 2008
- [189] **Gómez Rodríguez, R.** "Herramienta de medida y modelado de transformadores (FRAT versión 4)". Año de publicación: 2010. Disponible en formato electrónico en Biblioteca Universidad Carlos III de Madrid.
- [190] **Ávila Castro, J. L.** "Análisis de los parámetros electromagnéticos del transformador en función de su geometría mediante modelado en elementos finitos" . Año de publicación 2008. L/PFC 04783 Referencia de Biblioteca Universidad Carlos III de Madrid.
- [191] **Heredia García, A.** "Herramienta de medida y modelado de transformadores (Frat versión 3)". Año de publicación: 2007 L/PFC 3424. Referencia de Biblioteca Universidad Carlos III de Madrid.
- [192] **Satish, L.; Saravanakumar, A.;** , "Identification of Terminal Connection and System Function for Sensitive Frequency Response Measurement on Transformers," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.23, no.2, pp.742-750, April 2008.
- [193] **Ryder, S.A.;** , "Diagnosing transformer faults using frequency response analysis," *Electrical Insulation Magazine, IEEE* , vol.19, no.2, pp.16-22, March-April 2003.
- [194] **A. Shintemirov W.H. Tang Q.H. Wu,** "Transformer winding condition assessment using frequency response analysis and evidential reasoning". IET Electric Power Applications, 2010, Vol. 4, Iss. 3, pp. 198–212.
- [195] **Mitchell, S. D., Welsh, J. S.,** "Modeling power transformers to support the interpretation of Frequency-Response Analysis". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, N° 4, October 2011.

Anexos

A.I. Fundamentos de la Técnica FRA, [1]-[4].

El Análisis de la Respuesta en Frecuencia es una prueba de diagnóstico que presenta una especial sensibilidad a las deformaciones de los arrollamientos del transformador, aunque también se ha mostrado un especial interés en su capacidad para detectar cualquier problema relacionado con cambios en las inductancias o capacidades de los transformadores, tales como faltas del núcleo o conexión a tierra.

Su aplicación se puede dividir entre la metodología de medida y la de análisis para la obtención de un diagnóstico.

La prueba se fundamenta en el hecho de que la respuesta en frecuencia medida del transformador depende de su estructura interna y estado de los materiales que lo componen. Cualquier cambio en alguno de estos dos parámetros debido a un fallo incipiente y/o envejecimiento se verá reflejado las sucesivas medidas realizadas en el plan del mantenimiento preventivo del transformador.

En la actualidad únicamente existe una normativa oficial en la República China, [4] mientras que los estamentos IEEE, IEC y CIGRE están desarrollando los borradores de las futuras normas y estándares internacionales relacionados con FRA, [1]-[3].

La primera aplicación del Análisis de la Respuesta en Frecuencia tal y como hoy se conoce comienza con la medida IFRA, [37], [38] usando la misma señal que en el método LVI, con los tiempos de subida y bajada apropiados para incluir componentes en el rango de las frecuencias de interés. El impulso se aplica a un terminal y las formas tanto de la señal aplicada como transmitida en otro terminal son grabadas por un sistema de adquisición de datos de dos canales digitales. En segundo lugar, y como avance al método LVI, los dos impulsos son transformados al dominio de la frecuencia mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT) para más tarde calcular las amplitudes y desfases de las componentes frecuenciales. Con este proceso matemático se consigue que la medida sea independiente de la forma del impulso aplicado haciendo el proceso más sensible y repetitivo que con la técnica LVI.

Se comienza a utilizar de forma más extensiva el método desarrollado por Dick y Erven, conocido posteriormente como SFRA, [39], donde son medidas las amplitudes y fases de una onda sinusoidal de tensión aplicada a un terminal y de la onda transmitida en otro. Este proceso se repite durante varias frecuencias en el rango de interés.

Aunque los primeros usuarios utilizaron analizadores de redes y/o espectro, como por ejemplo el HP 4194A, en la actualidad existen en el mercado instrumentación específica para realizar esta medida.

I.1. Metodología de Medida

La metodología de medida consiste en la obtención de la respuesta del transformador ante una señal de entrada en un amplio ancho de banda, fijado entre 10 Hz y 10 MHz según los borradores de norma existentes, [1]-[4]. Hasta el momento la toma de la medida solo se realiza con el transformador en descargo.

Siempre se representa como cociente entre salida y entrada dando lugar a la respuesta en Impedancia (V/I) o en Función de Transferencia (V/V).

Atendiendo al tipo de señal de entrada, existen dos métodos aplicables, comparados en [34] y [36]:

- LVI (Low Voltage Impulse)

Denominado comúnmente como IFRA, es un método adaptado de la prueba de impulso completo y reducido. La tensión aplicada del generador de impulsos en el primario es medida con el secundario aterrizado. Presenta la ventaja de que se pueden realizar diversas medidas al mismo tiempo aunque esto implica que la combinación en una misma medida de los efectos de distintas fases del núcleo ferromagnético. Las medidas en el dominio del tiempo son convertidas al dominio frecuencial por la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y la función de transferencia se establece como el cociente entre dos señales transformadas.

Como inconveniente, señalar que el procedimiento de conversión temporal-frecuencial introduce efectos nocivos en la resolución y sensibilidad de la respuesta, sobre todo a bajas frecuencias.

- SFRA (Sweep Frequency Response Analysis)

En contraposición al método LVI, el barrido directo consiste en la obtención, frecuencia a frecuencia del cociente entre dos señales. Este procedimiento implica un mayor tiempo de medida aunque la resolución es mucho mejor que con el LVI por lo que es el método recomendado en los borradores de normas internacionales. Como consecuencia, la mayoría de los equipos de medida comerciales están adoptando esta metodología.

En la medida SFRA la medida se realiza mediante 3 cables de conexión coaxiales, Figura 166 Figura 167:

- Cable de fuente: Aquel que conecta la tensión de la fuente del equipo de medida para suministrar la entrada en la medida FRA .
- Cable de referencia Aquel que se conecta al canal de referencia del equipo de medida para medir la señal de entrada V_{in} . Normalmente se cortocircuita con el cable de fuente .
- Cable de respuesta: Aquel que se conecta al canal de referencia del equipo de medida para medir la señal de salida o también llamada de respuesta V_{out} (V_{out}).

Dependiendo de los terminales del transformador donde se conecten los cables de fuente, referencia y respuesta, se pueden obtener 4 tipos de medidas, definidas en la Tabla 35. y cuya conexión se muestra en la Tabla 36, dando lugar a la medida en las magnitudes de Función de Transferencia (Ecuación 42 en Tabla 34) o Impedancia (Ecuación 43 en Tabla 34).

Tabla 34. Expresiones que relacionan las diferentes variables medidas en el ensayo FRA.

$$FdT = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Ecuación 42. Definición de la Función de Transferencia medida en el ensayo FRA, según tensiones de Figura 18 a Figura 20.

$$Z_t = 50\Omega * \frac{(1 - FdT)}{FdT}$$

Ecuación 43. Definición de la Impedancia medida en el ensayo FRA

Donde 50Ω es el valor estandarizado de la Resistencia interna del equipo de medida.



Figura 166. Ejemplo de proceso de medida FRA para la obtención de huella de referencia en fábrica. En la fotografía se aprecian los dos terminales Vin (pinzas de conexión rojas, parte activa y tierra) y Vout (pinzas de conexión negras, parte activa y tierra). Medidas tomadas durante la estancia de investigación del autor en la fábrica de ABB, Pereira - Colombia

Tabla 35. Tipos de medida SFRA.

DESCRIPCIÓN	ELEMENTOS MEDIDOS	TERMINOLOGÍA	
		IEC[1], CIGRÉ, [2]	IEEE, [3]
Realizada en una bobina independiente (fase del arrollamiento) con los cables de fuente y referencia (V_{in}) en un terminal y el cable de respuesta (V_{out}) conectado al otro terminal de la bobina.	Impedancia magnetizante del transformador a bajas frecuencias y arrollamiento individual a altas.	End-to-End	Open Circuit Self Admittance
Igual a la medida End-to-End pero con al menos un arrollamiento de la misma fase medida cortocircuitado	Impedancia de dispersión del transformador a bajas frecuencias y arrollamiento individual a altas, igual que en medida End-to-End.	End-to-End short-circuit	Short Circuit Self Admittance
La señal de fuente y referencia se aplica al terminal de un arrollamiento y la respuesta se mide en el terminal de otro arrollamiento de la misma fase sin conectar con el primero. Nótese que por definición esta medida no es possible en los arrollamientos serie de los autotransformadores.	Capacidad entre arrollamientos en baja frecuencia.	Capacitive Inter-winding	Inter-Winding
Igual que Capacitive Inter-winding pero con los finales de los arrollamientos medidos aterrizados.	Relación de Transformación	Inductive Inter-Winding	Transfer Admittance

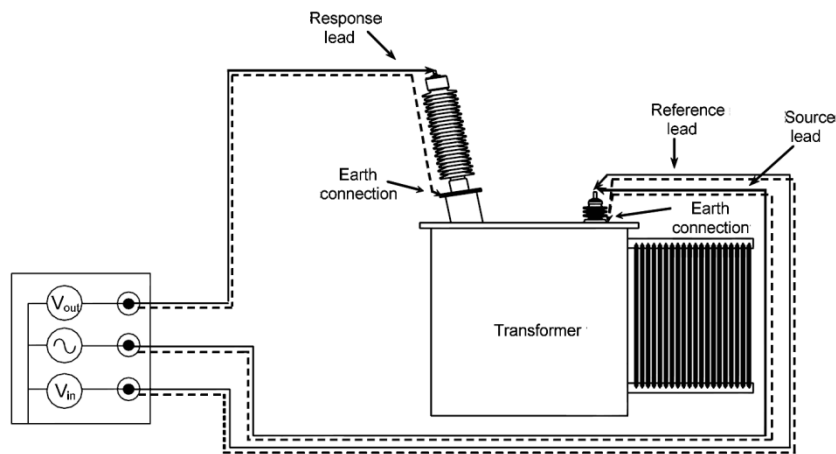
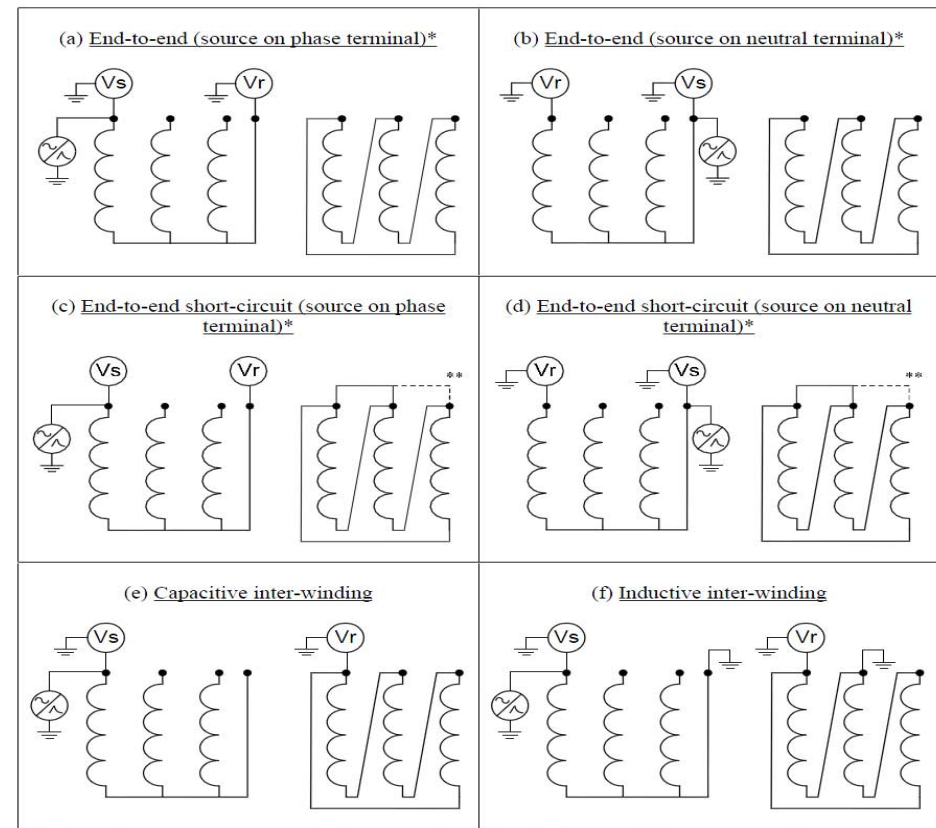


Figura 167. Setup de medida a 3 cables para medida SFRA, según norma IEC, [1].



*End-to-End (open and short-circuit) tests can be performed in either direction, i.e. with the source applied on the phase terminal or on the neutral terminal.

** For three-phase transformers, there are two short-circuiting options, either per-phase or three phase short-circuit.

Note: for auto-transformers, the End-to-End tests can be made across the series winding, the common winding or the series and common winding together.

Tabla 36. Forma de conexión para cada tipo de medida SFRA, según norma CIGRÉ, [2]

La principal conclusión que se deriva del estudio del *setup* de medida es que la traza obtenida está influenciada por la forma en que sea obtenida, por lo que un procedimiento estandarizado y sistemático de medida es imprescindible. Efectos como el de los cables, aparición de sistemas de fase no mínima o magnetización remanente entre otros, [18] deben ser analizados para, a ser posible, eliminar su efecto en la medida.

CIGRÉ, [2] recomienda el uso de un sistema de medida a tres cables (referencia, señal y medida ya que evita el efecto parásito que introducen en la medida. Además el uso de cables coaxiales en alta frecuencia con su impedancia característica a 50 ohmios y su pantalla aterrizada impide efectos de reflexión.

También es importante tener en cuenta la impedancia del equipo utilizado en la medida con valores de 10Ω, 50Ω ó 1MΩ y la conexión de los arrollamientos que no están bajo test. Dependiendo de su situación (aterrizados, flotantes o en cortocircuito) los fenómenos físicos presentes en la medida serán distintos lo que afecta directamente en la interpretación.

I.2. Análisis de la Medida.

El diagnóstico a partir del análisis y estudio de la medida obtenida se fundamenta en el hecho de que cualquier cambio en el interior del transformador debido a un deterioro y/o envejecimiento, se verá reflejado en la respuesta.

La respuesta en frecuencia mide la impedancia Z desde los distintos terminales accesibles del transformador en un amplio rango de frecuencias, calculada como el cociente entre la tensión aplicada V_{in} y la corriente demandada en la medida I_{in} . Esta corriente está determinada por la distribución del campo electromagnético en el circuito constituido por los distintos elementos del transformador y el equipo de medida. Por tanto se deduce que la respuesta en frecuencia es un reflejo del valor y distribución del campo electromagnético, Ras, [158].

El campo dentro del transformador está determinados por las leyes de Maxwell y por el medio electromagnético (constituido por el conjunto de núcleo, arrollamientos y cuba del transformador) por el que se difunde.

Las leyes de Maxwell son invariables para cualquier condición y medio. Por tanto, un cambio en la geometría interna del transformador o en sus elementos constitutivos de cualquier tipo, es decir, en las condiciones del medio electromagnético, derivado de un defecto dará como resultado un cambio en la distribución del campo y por tanto en la impedancia medida en el ensayo FRA.

Hasta el momento el análisis se basa en la comparación de dos medidas por una persona experimentada, dando lugar a distintos procedimientos:

- **Comparación basada en el tiempo**, entre una traza inicial, donde se supone un estado sano del transformador, con una posterior en el ciclo de vida de la máquina.
- **Comparación basada en la construcción**, donde la correlación se realiza entre las respuestas de dos transformadores constructivamente gemelos. En el caso sano se suponen dos trazas iguales.
- **Comparación basada en simetría** en la que se comparan las respuestas de las distintas fases del mismo transformador. En el caso sano se suponen las dos fases laterales idénticas y distintas a la central, debido a la simetría del núcleo magnético. En este caso hay que considerar el tipo de núcleo (Shell, wound o apilado) y la posición del OLTC.

- **Comparación basada en modelo.** Es la menos desarrollada y complicada de aplicar. La traza se compara con la respuesta obtenida de un modelo. El diagnóstico se obtiene a partir de los cambios ocurridos en los parámetros del modelo y los esfuerzos realizados en la investigación tratan de evitar la necesidad de un experto por un sistema automático.

A.II. Revisión de las Normas y Estándares en el Modelado del Transformador.

A pesar del gran número de trabajos, prácticamente tan antiguos como la invención misma de la máquina, no existe un estándar exclusivo para el modelado del transformador, como si es el caso de las máquinas síncronas, [16] donde la identificación de modelos con interpretación física a partir de medidas de la respuesta en frecuencia es una tarea consensuada y estandarizada, Martínez [115].

Sin embargo existen diversas publicaciones del IEEE, IEC y CIGRÉ que se pueden usar como guía tanto en la investigación como en la explotación y aplicación del modelado del transformador y que se comentan a continuación.

II.1. Documentos IEEE.

El estándar del IEEE [7] sobre modelado y simulación de fenómenos electromagnéticos se puede considerar la base del procedimiento de generación y validación de modelos en este campo. Es un estándar general que se refiere principalmente a la compatibilidad electromagnética, debido a que está desarrollado por la *IEEE Electromagnetic Compatibility Society* sin embargo ofrece puntos de interés para el desarrollo de la investigación en el modelado de campos electromagnéticos, fenómenos primordiales en el transformador.

En un nivel más concreto para el modelado del transformador aparecen las guías del IEEE [15] y sus documentos adicionales [8]-[13], [31]; CIGRÉ [14] y del IEC [17]. Estas publicaciones recogen todos los aspectos relacionados con el estudio y análisis de los transitorios electromagnéticos en los sistemas de potencia y coordinación de aislamientos.

El *tutorial* del IEEE, [15] **A. Gole, J.A. Martinez, and A. Keri**. IEEE Power Engineering Society. “*Modeling and analysis of system transients*”. IEEE PES special publication. Piscataway, NJ : Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1998. Serie (TP ; 133-0) hacen una especial mención al modelado de los distintos equipos del sistema de potencia que junto con el uso de TNAs , constituye la única solución para el cálculo de transitorios de la red. Ofrece, por tanto, las líneas de actuación a seguir para el modelado de los distintos componentes en el sistema de potencia (máquinas rotativas, líneas de transmisión y por supuesto, los transformadores de potencia, aunque se hace también mención a transformadores de instrumentación) para su uso en la solución de fenómenos transitorios electromagnéticos. Está editada por el grupo del PES 15.08.09 e impulsada por el grupo de usuarios de programas software ATP y EMTP que simulan los transitorios a partir de los modelos de los distintos componentes.

Su estructura se divide en tres líneas de recomendación:

- como modelar los distintos elementos del sistema de potencia,
- como usar estos modelos en la simulación de transitorios
- y por último, ofrecer ejemplos de uso.

Las características solicitadas a los modelos están directamente relacionadas con el tipo de transitorio que serán capaces de simular. Por tanto, en un primer estudio, los transitorios que afectan a

los sistemas de potencia y sus causas y efectos son clasificados en función de su respuesta temporal, e indirectamente por su rango de frecuencias, Tabla 37.

IEEE, [15],			CIGRÉ, [14]			IEC, [17]	
Denominación	Rango Frec.	Causas	Denominación	Rango Frec.	Causas	Denominación	Rango Frec.
Slow Transients	50 Hz – 10 kHz	Interacción armónica y fenómenos de resonancia	Low frequency oscillations (temporary overvoltages)	0.1 Hz – 3 kHz	Ferroresonancia, load rejection	Temporary overvoltages (TOV)	10 Hz < f < 500 Hz
Switching Transients	50 Hz – 10 kHz	Apertura de interruptores	Slow Front Surges (switching overvoltages)	50/60 Hz – 20 kHz	Fault clearing and initiation, line energization and reclosing, TRV, terminal and short line faults	Slow-front overvoltages (SFO)	200 Hz – 50 kHz
Fast Front Transient	10 kHz – 1 MHz	Sobretensión tipo rayo	Fast Front Surges (Lightning overvoltages)	10 kHz – 3 MHz	Restrikes of circuit breaker, lightning surges	Fast-front overvoltages (FFO)	50 kHz – 10 MHz
Very Fast Front Transient	100 kHz – 50 MHz	Apertura de interruptores en GIS	Very Fast Front Surges (Restrike overvoltages)	100 kHz – 50 MHz	Switching and faults in GIS	Very-fast-front overvoltages (VFFO)	0.3 MHz – 100 MHz

Tabla 37. Clasificación de Transitorios según IEEE, CIGRÉ e IEC.

El amplio rango de frecuencias de las señales simuladas junto con la imposibilidad de disponer de un modelo de cualquier componente de la red para un amplio ancho de banda, provocan que las recomendaciones del *tutorial* insten a elaborar modelos cuya validez está acotada a un único rango de frecuencias.

Por otro lado, la utilidad de estos modelos está limitada al campo de la simulación, lo que en esta tesis se ha denominado **uso de explotación**, según Figura 5 y Figura 8. No estudian por tanto la problemática inherente al desarrollo de un modelo para el **diagnóstico** o **diseño**, donde el modelo debe presentar, además de una respuesta ajustada a las medidas reales, unas características que permitan la identificación de los fenómenos físicos del transformador.

Según el documento del IEEE [15] y el resumen de Martínez, [31] los distintos fenómenos imprescindibles que deben incluir los modelos para el cálculo y estudio de transitorios en el transformador son:

Efectos no lineales, presentes en los fenómenos de saturación, estudiados por Neves, [111] y Medina [112], e histéresis del núcleo ferromagnético, Akcay [113]. Estos efectos se deben incluir en el modelo dependiendo de su cometido, por ejemplo, mientras que los ciclos de histéresis tienen un efecto despreciable en la magnitud de la corriente de excitación, las pérdidas por histéresis y los flujos residuales pueden ser relevantes en ciertos transitorios como la corriente *inrush*. Aun así, en la actualidad las pérdidas en vacío de los transformadores debido a efectos de la frecuencia (*eddy currents*) son mucho mayores que las pérdidas por histéresis.

Existen dos tendencias para el modelado de los fenómenos de histéresis:

- Mero ajuste de la curva B-H ignorando las causas derivadas del comportamiento del material. El artículo [103] de Semlyen/De León se recogen los principales modelos de histéresis de este tipo.
- Modelos macroscópicos basados en los fenómenos físicos del material, como los de Jiles-Atherton, [104], [122], [152] y Preisach que son más acertados pero requieren de un mayor coste computacional.

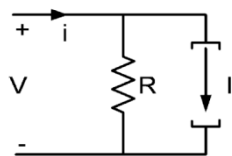
La Figura 168 muestra los dos circuitos más utilizados para la representación de los efectos de histéresis y saturación del núcleo en la simulación de transitorios. En el caso (a) la resistencia no es constante ya que depende de la corriente del circuito. En el caso (b) la saturación se representa con una curva de anhistéresis (relación B-H sin tener en cuenta el ciclo de histéresis) de la forma de la Ecuación 44 que deriva en una función de inductancia L_m de dos pendientes.

$$i = a\lambda + b\lambda^p \text{ donde } i \text{ es la corriente y } \lambda \text{ el flujo magnético}$$

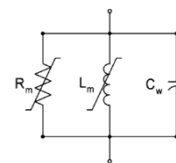
Ecuación 44

Por otro lado, las pérdidas están representadas por la resistencia no lineal R_m . Su valor cambia instantáneamente y Gaudreau [105] ha demostrado que es especialmente sensible a la tensión aplicada. Esto es debido a que, a la tensión nominal utilizada en la medida, las pérdidas del ensayo de vacío son prácticamente las del núcleo. Sin embargo, si la tensión del ensayo aumenta, el porcentaje de las pérdidas en el arrollamiento en las pérdidas totales aumentan. Por tanto, para contabilizar este efecto, el parámetro R_m (pérdidas del núcleo) debe tener una naturaleza no lineal disminuyendo a medida que aumenta la tensión aplicada. Sin embargo, las pérdidas debidas a histéresis, también contabilizadas en los ensayos de vacío y por tanto en el parámetro R_m , no dependen de la tensión sino del valor máximo de la densidad flujo. Este hecho provoca que incluso con una R_m no lineal que ajuste correctamente las pérdidas eddy del núcleo, las pérdidas por histéresis no estén correctamente contabilizadas.

Por último, el condensador C_w representa la capacidad serie del arrollamiento, la cual es despreciable en baja frecuencia pero puede tener efecto en el cálculo de algunos parámetros relacionados con el núcleo.



(a). resistencia dependiente



(b) resistencia instantanea

Figura 168. Alternativas de modelado de los efectos de saturación e histéresis del núcleo

Efectos de dependencia con la frecuencia, que se hacen especialmente relevantes en las pérdidas debidas a *eddy currents* en el núcleo ferromagnético y en los conductores de los arrollamientos.

En el núcleo magnético, las curvas de magnetización B-H sólo son válidas para baja frecuencia donde se asume que el campo magnético H puede penetrar en el núcleo completamente. En la realidad, la presencia del campo H en la chapa genera unas corrientes denominadas *eddy currents* que dan lugar a un contraflujo provocando que la densidad B sea menor a la esperada. Por otro lado, debido al efecto de la alta frecuencia, el flujo Φ se confina en una fina capa de la chapa, de un grosor tanto menor cuanto mayor es la frecuencia, Avila [106], Fuchs, [110]. Por tanto, se concluye que la inductancia magnetizante

L_m y las pérdidas del núcleo representadas por R_m dependen de la frecuencia aunque sus efectos se intentan disminuir con los núcleos apilados de chapas paralelas.

Para modelar los efectos de la frecuencia tanto en la inductancia magnetizante como en las pérdidas del núcleo aparecen dos alternativas:

- Implementación en el modelo de la expresión analítica de la función de L_m y R_m con respecto a la frecuencia.
- Modelado constructivo basado en la subdivisión de las láminas del núcleo y la generación de sus equivalentes eléctricos como una red de Cauer o Foster (Figura 169), desarrollado por Ávila en [107] y De León [108]. En este caso los elementos inductivos de las redes que representan la magnetización, deben ser no lineales para tener en cuenta los efectos de saturación e histéresis. Sin embargo esta apreciación debe ser hecha únicamente en las celdas que simulan la baja frecuencia ya que a alta frecuencia los efectos de histéresis y saturación se pueden despreciar.

Los efectos de la frecuencia en los arrollamientos provocan un aumento en la resistencia por *eddy currents* y efectos proximidad. Esta dependencia puede ser modelada siguiendo distintas alternativas:

- Mediante cálculo analítico basado en datos constructivos, De León/Semlyen, [108].
- A partir de una red de Foster (Figura 169) y métodos matemáticos de ajuste.

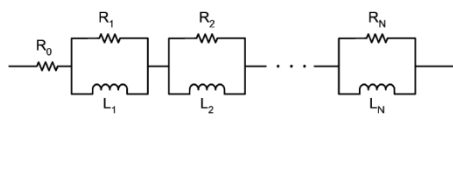


Figura 169. Red de Foster para representar el efecto de resistencia de arrollamiento variable con la frecuencia

Una vez analizados los distintos fenómenos físicos y su representación mediante distintos modelos, Martínez en [11] expone el modo de determinar los distintos parámetros representativos y ofrece la formulación necesaria para el cálculo a partir de medidas.

Se asumen que las fuentes de datos son la información constructiva, medidas eléctricas estandarizadas o *ad hoc* para el modelo concreto y/o una combinación de ambas fuentes.

La determinación de parámetros y sus aspectos más característicos se analizan por separado para cada elemento del transformador.

Los parámetros del arrollamiento a incluir en un modelo son:

- **Resistencia DC.** Se calcula a partir del ensayo de cortocircuito de forma conjunta para los arrollamientos de alta y baja tensión.
- **Resistencia AC.** La resistencia del arrollamiento no solo tiene una componente DC, sino que también depende de la frecuencia debido a los efectos *eddy currents*, efecto pelicular y proximidad, en la forma mostrada en la Figura 170. La Ecuación 45 muestra la fórmula analítica comúnmente adoptada para el parámetro R_{ac} . Para su representación en un modelo, se suele utilizar un equivalente en redes de Foster cuyos parámetros se calculan por un proceso de ajuste como el de Tarasiewicz [114] o De León [108], a la respuesta en frecuencia de la resistencia del arrollamiento. La influencia con la temperatura también debe ser considerada.

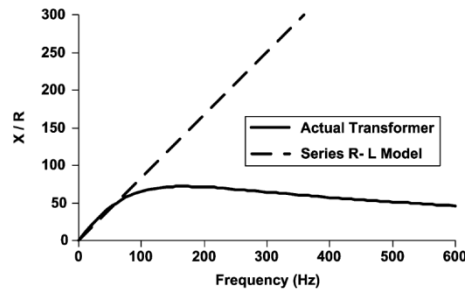


Figura 170. Dependencia con la frecuencia del factor $X_{\text{dispersion}}/R_{\text{arrollamiento}}$. [11]

$R_{\text{winding}} = R_{dc} + \Delta R_{ac} \left(\frac{f}{f_0} \right)^m$ donde m es un factor entre 1.2 y 2 y f_0 es la frecuencia de red.

Ecuación 45. Resistencia AC y DC del arrollamiento.

- **Inductancia de dispersión.** Al igual que la resistencia DC, se calcula del ensayo en cortocircuito. No es posible separar el efecto entre arrollamientos de alta y baja aunque se suele asumir que entre el 75 y 90 % pertenece a la bobina de alta. La parte correspondiente al lado de alta se puede estimar haciendo que se ajuste la curva de saturación, punto en el cual la L del aire cobra especial relevancia, ya que en saturación se anula el efecto del material magnético. Sin embargo, un cálculo totalmente preciso requiere de la información constructiva del arrollamiento.
- **Capacidad:** En contra de lo que habitualmente se supone, pueden resultar también de especial interés en la simulación a baja frecuencia para fenómenos de ferresonancia y de excitación. Su estimación se puede realizar a partir de medidas, datos constructivos o tablas bibliográficas. En el caso de transformadores trifásicos se consideran las capacidades a tierra, la propia del arrollamiento y entre arrollamientos de la misma fase.

Los parámetros del núcleo a incluir en un modelo son:

- **Inductancia magnetizante.** Para su cálculo correcto se debe tener en cuenta el efecto de la saturación siempre que se simulen transitorios que impliquen una alta cantidad de flujo. En esta zona la inductancia magnetizante prácticamente se anula y tan solo permanece la de dispersión. En transformadores trifásicos para el cálculo del valor hay que considerar que:
 - La corriente de excitación usada para su cálculo incluye no solo el efecto magnetizante, sino también las pérdidas del núcleo. Es decir, la corriente es generada por una impedancia $R_m - L_m$ en lugar de únicamente L_m .
 - La capacidad del arrollamiento puede afectar los resultados cuando la corriente magnetizante medida es de un valor muy bajo y es necesario considerarla en el modelo magnetizante del núcleo para efectos como la ferresonancia.
- **Pérdidas del núcleo:** Compuestas, en orden de importancia, por las pérdidas de eddy currents, histéresis y pérdidas dieléctricas. Su representación mediante una resistencia R_m está analizada en la página 253 en el párrafo de “Efectos no lineales”.

Adicionalmente a las consideraciones anteriormente expuestas relativas a los fenómenos físicos, el cálculo de parámetros para transformadores **trifásicos** presenta varias dificultades que deben ser solventadas en el modelado.

- Frente a transformadores monofásicos, el acoplamiento magnético entre fases, [11], la conexión de los arrollamientos y la topología del núcleo dificulta el cálculo de parámetros independiente para cada una de las fases. Sirva como ejemplo la baja impedancia de secuencia zero en los núcleos shell-type o 5 columnas frente al elevado valor en los de 3 columnas.
- Incluso para la misma configuración del núcleo y utilizando la misma técnica de desarrollo, por ejemplo el principio de dualidad, existen multitud de modelos y por tanto diversas metodologías para estimar los parámetros del mismo.
- Es habitual la necesidad de datos adicionales a las medidas estándar para el cálculo de los parámetros. Además, es necesario implementar ensayos que consideren el Grupo de Conexión y calcular los distintos parámetros del núcleo y arrollamientos teniendo en cuenta este dato. En el documento anexo al estándar del IEEE, Martínez [11] resume los procedimientos a seguir para determinar los distintos parámetros de un modelo de transformador trifásico obtenido por el principio de dualidad.

Por último, tras analizar los fenómenos físicos y su representación paramétrica, el paso final en la consecución de un modelo es aglutinar toda esta información en una estructura adecuada mediante una metodología precisa. En el tutorial, y en los documentos complementarios de Martínez, [31],[11] las distintas alternativas para el modelado en baja y media frecuencia de transformadores están divididas en tres:

La primera se denomina **Matrix Representation** ya que el modelo tiene una estructura de ecuaciones de estado en la forma de la Ecuación 46 donde los parámetros de las matrices $[R]$ y $[L]$ se obtienen a partir de medidas eléctricas o datos de la placa de características y por tanto no se consideran ningún tipo de dato constructivo.

$$[v] = [R][i] + [L] \left[\frac{di}{dt} \right]$$

Ecuación 46

Aunque esta forma se utiliza con buenos resultados para simular el comportamiento en bajas y medias frecuencias (hasta 1 kHz, aprox.), los parámetros se obtienen de los test estandarizados y por tanto a frecuencia de red además de considerarse lineales. Los efectos no lineales (histéresis y saturación) y dependientes de la frecuencia (eddy currents) en el núcleo, se representan con la conexión externa de inductancias no lineales en los terminales del modelo. El modelo BCTRAN del software EMTP, [95] y el modelo de Dommel, [94] son los ejemplos más característicos de este tipo de representación.

La segunda representación se basa en una conexión estrella de las ramas de dispersión y magnetizante de un transformador monofásico de n arrollamientos, conectados a través de transformadores ideales, Figura 171. La representación del transformador trifásico se consigue con la adición de la inductancia magnetizante de secuencia zero.

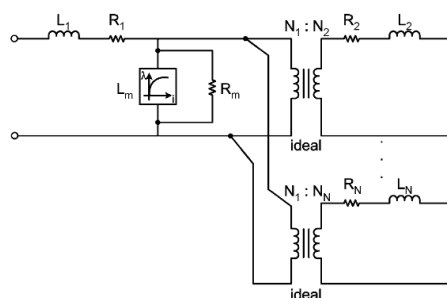


Figura 171. Representación en estrella de transformador de una fase y n arrollamientos, [31].

Dependiendo de la colocación de la rama magnetizante en el circuito, la simulación del modelo puede degenerar en resultados numéricos incorrectos y simulaciones inestables. El ejemplo más característico de este tipo de modelo es el STC (*Saturable Transformer Component*) del EMTP o su extensión a un banco trifásico, mediante la adición de la inductancia magnetizante de secuencia cero, de Yacamini, [93].

La tercera representación, denominados *Topology-Based Models* se dividen a su vez en dos grupos. El primero, los modelos basados en el principio de dualidad. Tienen una representación circuital obtenida a partir del equivalente magnético en base a la dualidad electromagnética desarrollada por Cherry [97] y Slemon [98]. El resultado son modelos que incluyen los efectos de saturación en cada columna y culata individual del núcleo, el acoplamiento magnético entre fases y los efectos de dispersión. En el circuito magnético equivalente, los arrollamientos son representados por fuentes de fuerzas magnetomotrices, los caminos de dispersión como reluctancias lineales y los núcleos magnéticos como reluctancias saturables. Las mallas y nodos del circuito magnético son duales a los nodos y mallas respectivamente del circuito eléctrico.

Para obtener circuitos realizables en la práctica a partir de los paquetes software de simulación, las fuentes de corrientes (magnetomotrices) resultantes de la transformación son remplazadas por transformadores ideales que además proporcionan aislamiento entre diversos arrollamientos y acoplamiento con el núcleo, mientras que se mantiene la relación de transformación completa referida al arrollamiento de menor tensión. La porción del modelo que queda entre los trafos ideales, representa el núcleo y la dispersión. Las resistencias y la interconexión de los arrollamientos se colocan externamente a los trafos. Con esto se consigue que las expresiones derivadas del núcleo sean independientes de la configuración de los arrollamientos.

La resistencia de los arrollamientos, las pérdidas del núcleo y el acoplamiento capacitivo no se obtienen directamente de la transformación dual, pero se pueden añadir a posteriori al circuito eléctrico equivalente.

Según Martínez [31], con el modelo Dick y Watson [50] en 1981 donde se presenta un nuevo modelo de histéresis para el núcleo y los parámetros se obtienen a partir de medidas, se marca el inicio de una serie de modelos basados en el principio de dualidad de especial relevancia en el cálculo de transitorios electromagnéticos. En 1991, Arturi [51] presenta un modelo en condiciones de alta saturación del núcleo. De León y Semlyen, [52] proponen en 1994 uno de los modelos topológicos más completos deducido a partir del principio de dualidad para calcular las reluctancias del núcleo, y un método propio para calcular las reactancias de dispersión. En el mismo año Narang y Brierley [53] obtienen el circuito magnético del modelo del mismo modo pero conectado a una matriz de admitancias que representa el acoplamiento entre arrollamientos. Los trabajos de Mork son unos de los más extensos en el desarrollo de este tipo de modelos. En la referencia [54] se presenta uno de los modelos más completos validado mediante la reproducción del efecto resonante del transformador y en [57] se presenta un modelo híbrido magnético-eléctrico. Por último, el trabajo de Chen/Venkata [55] junto con el de De León constituyen los más completos obtenidos a partir de medidas características de los distintos parámetros del modelo.

El segundo grupo de la categoría *Topology-Based Models* corresponde a los denominados *Geometric Models* basados en la formulación de la Ecuación 47, donde el acoplamiento entre ecuaciones magnéticas y eléctricas se realiza considerando la topología del núcleo.

$$[v] = [R][i] + \left[\frac{d\lambda}{dt} \right] \text{ donde } \lambda \text{ corresponde al flujo magnético} \quad \text{Ecuación 47.}$$

Por tanto, en este caso una parte de los parámetros del núcleo se calculan a partir de ensayos y medidas eléctricas mientras que los parámetros restantes se derivan de los primeros considerando el acoplamiento entre fases y la relación entre reluctancias de las distintas partes del núcleo partir de los datos geométricos y constructivos obtenidos del fabricante. Los ejemplos más significativos señalados por la guía del IEEE y Martínez, [31], son el SEATTLE XFORMER en EMTP de Chen [56], Stuehm [57], el modelo GMTRAN en EMTP desarrollado por Hatziargyriou [58], Yacamini [93] y Arrillaga, [96].

II.2. Documento CIGRÉ

El documento elaborado por CIGRÉ sobre modelado de elementos del sistema de potencia para cálculo de transitorios se recoge en la referencia [14] bajo el título de CIGRÉ Working Group 02 (Internal overvoltages) of Study Committee 33 (Overvoltages and Insulation Coordination) “Guidelines for representation of network elements when calculating transients”. International Conference on Large High Voltage Electric Systems. Brochure 39, Paris 1990.

Coincide con el documento del IEEE en la dificultad de obtener una representación del transformador completo, y el modelo óptimo dependerá del caso de aplicación. Sin embargo, la división de modelos además de considerar el rango de frecuencias, también es tenido en cuenta los casos donde tienen relevancia el acoplamiento magnético entre arrollamientos

La TTabla 38 muestra los elementos a considerar de un transformador monofásico de dos arrollamientos para los distintos casos de estudio en el cálculo de transitorios.

En general, para la representación del transformador se deben considerar:

- Inductancias magnetizante, propias y mutuas y de dispersión, obtenidas a partir de la geometría del núcleo y arrollamientos. Se representan en un equivalente eléctrico derivado mediante el principio de dualidad.
- Las capacidades son añadidas para modelos de alta frecuencia y se recomienda considerar la capacidad existente entre:
 - Núcleo y su arrollamiento más cercano
 - Entre arrollamientos concéntricos
 - Arrollamiento exterior y cuba
 - A lo largo de cualquier arrollamiento.

Los arrollamientos a altas frecuencias (grupo III y IV de TTabla 38) deben ser representados por secciones, tal y como se utiliza en las técnicas de líneas de transmisión.

- Los efectos de saturación se modelan con una curva Φ -i con varias pendientes dando lugar a una inductancia L de valor variable y no lineal.
- Las pérdidas por histéresis y *eddy currents* se modelan mediante resistencia lineal o no lineal en paralelo con la L no lineal.
- El comportamiento de los arrollamientos debe incluir de forma ineludible la dependencia de su resistencia con la frecuencia, normalmente representada por redes como la mostrada en la Figura 169, donde un par de celdas paralelo suele ser suficiente.

Tabla 38- Representación del transformador en función del rango de frecuencias. Fuente CIGRÉ, [14].

TRANSFORMER	Group I 0.1 Hz - 3 kHz	Group II 30/60 Hz - 30 kHz	Group III 10 kHz - 3 MHz	Group IV 100 kHz - 50 MHz
Without surge transfer ¹⁾				
With surge transfer ¹⁾				
Short circuit impedance	very important	very important	important only for surge transfer	negligible
Saturation	very important	very important for transformer energizing and load rejection with high voltage increase, otherwise negligible (see section 4.6.2)	negligible	negligible
frequency dependent series losses	very important	important	negligible	negligible
Hysteresis and iron losses	important only for resonance phenomena	important only for transformer energizing	negligible	negligible
Capacitive coupling	negligible	important only for surge transfer	very important for surge transfer	very important for surge transfer

¹⁾ Examples for single-phase, two-winding transformers (index 1: outer winding, index 2: inner winding, turn ratio w_1/w_2)

L = inductance
 R = ohmic resistance
 C = capacitance

f = frequency
 L_m = magnetizing inductance
 Φ = flux

R_{ph} = replication of hysteresis and iron losses
 L_s = impedance measured at terminals
 C_s = surge capacitance
 L_s = surge impedance of winding

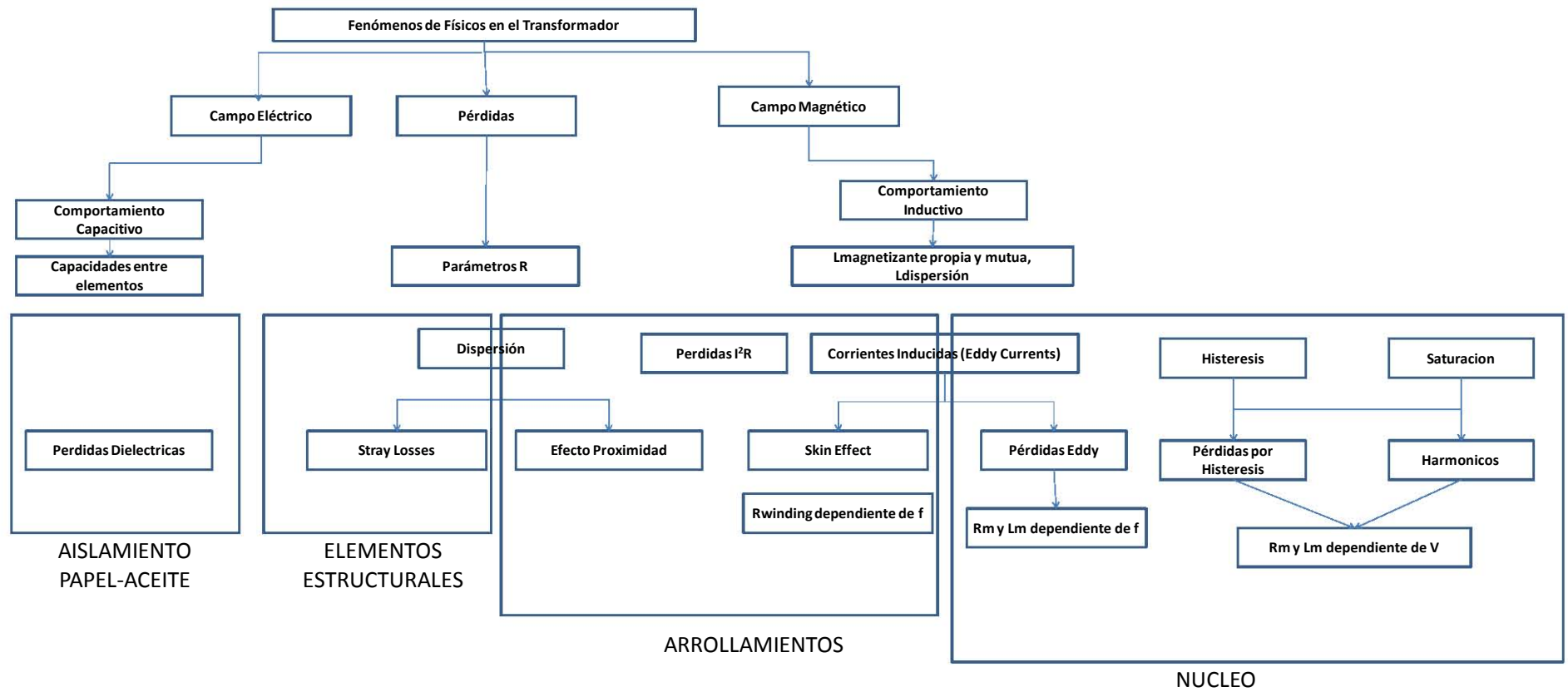
values indicated by * are lower than the corresponding values without *

A.III. Fenómenos Físicos presentes en el Transformador.

Independientemente de las distintas configuraciones constructivas, todos los tipos de transformadores comparten unas directrices comunes que provocan la aparición de los mismos fenómenos físicos, acusados de menor o mayor manera en función de las citadas configuraciones diferenciadoras. A modo introductorio, se pueden citar algunos de los elementos, recogidos en los trabajos de González [18] y Ojeda [142]:

- Arrollamientos completos o divididos en partes
- Modelos con o sin el efecto del núcleo
- Modelos con o sin el efecto de las pérdidas en frecuencia.
- Modelos con o sin la adición del elemento buje, borna o pasatapas.
- Capacidades y Aislamientos.
- Inductancias propias y mutuas de los arrollamientos, constantes o variables con la frecuencia, y en especial los trabajos de Wilcox [109].
- Inductancia de dispersión. El cálculo puede ser extendido a altas frecuencias si el devanado es discretizado en pequeñas secciones como en el modelado basado en inductancia mutua. En Wilcox [109] se encuentra uno de los distintos métodos para calcular la inductancia de dispersión para devanados de transformadores con buena aproximación hasta el orden de los MHz.

La Figura 6, que resume estos fenómenos, se duplica a continuación para facilitar al lector su seguimiento.



Cuando el transformador está sometido a cualquier tipo de excitación eléctrica se genera una interacción de campo eléctrico y magnético en todos sus elementos.

El campo magnético da lugar a un comportamiento inductivo y unas pérdidas mientras que el eléctrico genera un comportamiento capacitivo y pérdidas dieléctricas.

El almacenamiento de campo magnético se concentra principalmente en el núcleo y está representado por las Inductancias Magnetizantes Propias y Mutuas de cada una de las fases y arrollamientos. En menor medida existe un almacenamiento en el aire, y en el aire, aceite y elementos estructurales representado por las Inductancias de Dispersión.

El almacenamiento de campo eléctrico se concentra en los elementos dieléctricos constituidos por la combinación de papel y aceite. Se representa por las capacidades generadas por el conjunto de elementos conductores (arrollamientos, núcleo y cuba) y dieléctricos papel-aceite. La presencia de campo eléctrico da lugar a unas pérdidas dieléctricas que se suelen despreciar frente a las generadas por la presencia de campo magnético, y analizadas a continuación.

La interacción del campo magnético en el núcleo provoca cuatro fenómenos a considerar en el modelado, clasificados en:

1. **Efectos no lineales**, consistentes en:

- a) Saturación , se representa mediante una inductancia magnetizante L_m de varias pendientes, en función de la tensión aplicada. Este efecto debe ser considerado si se alcanzan valores elevados de flujo en el núcleo.
- b) Histéresis , junto con el de saturación genera variaciones en la permeabilidad dando lugar a la aparición de armónicos. Además, provoca pérdidas cuyo valor viene dado por la Ecuación 48 directamente relacionado con la **frecuencia** y con el **valor máximo de la densidad de flujo**. También se debe considerar para el estudio de magnetización remanente. Su efecto se refleja en la dependencia de las pérdidas del núcleo R_m con el valor de tensión aplicado

$$P_{\text{histéresis}} = k_2 f B_{mp}^n$$

Ecuación 48, Kulkarni, pp 43, [121]

$$P_{\text{eddy}} = k_1 f^2 t^2 B_{rms}^2$$

Ecuación 49, Kulkarni, pp 43, [121]

Donde;

t: espesor de cada chapa del núcleo

k₁ y **k₂**: constantes que dependen del material magnético.

B_{rms}: Valor eficaz de la densidad de flujo correspondiente a la tensión nominal sinusoidal.

B_{mp}: Valor pico de la densidad de flujo correspondiente a la tensión nominal sinusoidal.

n: constante de Steinmetz. Toma un valor entre 1.6 y 2 (o mínimamente mayor) dependiendo del tipo de chapa magnética.

2. **Efectos de la frecuencia**, que son especialmente relevantes en los efectos provocados por las corrientes inducidas o *eddy currents* . Estas corrientes en el núcleo dan lugar a dos fenómenos:

- a) Pérdidas eddy, calculadas por la Ecuación 49 y de mayor valor e importancia que las pérdidas por histéresis, aunque en los ensayos de vacío no se pueda separar con exactitud unas de otras. En este caso las pérdidas dependen, además de la frecuencia, también del valor eficaz de la

densidad de flujo e indirectamente del valor de tensión aplicado en el ensayo. Lo más correcto es representarlas mediante una resistencia R_m no lineal dependiente de la frecuencia así como del valor de tensión. Sin embargo, como R_m también representa las pérdidas por histéresis y estas no dependen del valor de tensión sino del flujo máximo, puede suceder que el ajuste no sea totalmente correcto.

- b) Disminución del valor de intensidad magnética H eficaz que penetra en el núcleo, (ver anexo A.II). La penetración es menor a medida que aumenta la frecuencia, Soysal, [49]. Este efecto se puede representar mediante una inductancia magnetizante L_m la cual decrece a medida que aumenta la frecuencia. Este efecto provoca que el núcleo se anule a alta frecuencia y por tanto que los fenómenos derivados de histéresis y saturación no tengan relevancia

La interacción del campo magnético en los arrollamientos provoca a su vez los siguientes fenómenos a considerar en el modelado:

1. El paso de cualquier corriente por los arrollamientos genera unas pérdidas DC contabilizadas como $I^2 R_{dc}$ debido a la resistencia de los arrollamientos.
2. Debido a los efectos de las corrientes inducidas (eddy currents) por los campos magnéticos variables, aparece un efecto pelicular “*skin effect*” que provoca que aumenten las pérdidas en los arrollamientos en la forma definida por la Ecuación 45.
3. Debido a los flujos de dispersión presentes a lo largo de los arrollamientos, la distribución de corriente en el área del conductor se ve modificada, aumentando las pérdidas. Este fenómeno se conoce como efecto proximidad.

Por último, los flujos de dispersión generan unas corrientes en los elementos estructurales tales como cuba, bulones y marcos de sujeción del núcleo, etc, que provocan un aumento en las pérdidas totales del transformador. Estas pérdidas parásitas “stray losses” dependen de multitud de factores tales como la frecuencia, temperatura, carga del transformador y tensión aplicada, Kulkarni [121].

A.IV. Síntesis del Campo Electromagnético mediante parámetros eléctricos concentrados.

El valor y distribución del campo electromagnético con dependencia temporal presenta una gran variabilidad con la frecuencia y el medio en el que se difunde. La técnica óptima de estudio del campo difiere también con estos dos parámetros.

Si la longitud de la onda electromagnética es suficientemente grande en relación al medio por el cual se difunde, el fenómeno electromagnético se puede estudiar sintetizando sus efectos mediante parámetros eléctricos concentrados, independientes del punto geométrico del medio de difusión donde el campo es analizado. El medio se puede simplificar mediante redes eléctricas y su estudio constituye la Teoría de Circuitos que no es más que una particularización de las leyes de Maxwell para la condición anteriormente expuesta. Para una mayor profundidad en la validez de la particularización, véase el Capítulo I del texto de E. Ras, [158].

Frente a esta metodología, la Teoría de Líneas de Transmisión y Onda Viajera estudia los efectos del mismo campo electromagnético pero para el caso en el que la longitud de onda es pequeña en relación con la longitud del medio de difusión. En este caso la síntesis del valor del campo, y por tanto de las tensiones y corrientes, presenta la necesidad de impedancias de parámetros distribuidos capaces de representar la dependencia temporal y espacial a lo largo del medio de difusión.

El mecanismo utilizado para la síntesis del comportamiento del campo mediante parámetros concentrados es el Concepto de Almacenamiento y Disipación de Energías, técnica también empleada en la obtención de modelo mediante simulación en elementos finitos y enunciado a continuación.

IV.1. Concepto de Almacenamiento y Disipación de Energía Electromagnética.

La presencia de un campo magnético en un medio provoca un almacenamiento de energía magnética que se puede expresar de forma equivalente por la Ecuación 50 y la Ecuación 51, (véase [153], pp 210-212 ó II.7 en [158]). Igualando ambas expresiones es inmediato deducir que la inductancia L es una medida de la capacidad del medio para almacenar energía magnética.

Este concepto aplicado a la respuesta en frecuencia de un transformador permite afirmar que cuando la impedancia medida en un ancho de banda toma un carácter predominantemente inductivo es debido al almacenamiento de energía en un elemento concreto debido a la presencia de un campo B y H en dicho elemento.

Del mismo modo para el campo eléctrico, la Ecuación 52 y Ecuación 53 representan de forma equivalente la energía contenida en un medio definido por un volumen v debida a la presencia del campo. El parámetro C representa por tanto una medida de la capacidad del medio para almacenar energía eléctrica.

Aplicado a la respuesta en frecuencia de un transformador, cuando la impedancia medida presente un carácter predominantemente capacitivo se puede afirmar que es debido a que el campo eléctrico adquiere una mayor relevancia frente al magnético para el medio o volumen del medio estudiado.

$$W_m = \frac{1}{2} \iiint_v \vec{H} \cdot \vec{B} \cdot dv$$

$$W_m = \frac{1}{2} L \cdot I^2$$

Donde:

Ecuación 50. Energía magnética en términos de cantidades de campo

Ecuación 51. Energía magnética en términos de intensidad e inductancia.

W_m : energía magnética.

B: densidad de flujo magnético generado por H en un medio de permeabilidad μ .

H: intensidad de campo magnético generado por I

I: corriente generadora del campo.

L: valor de inductancia equivalente del medio.

v: volumen de integración que contiene el medio donde se almacena la energía.

$$W_e = \frac{1}{2} \iiint_v \vec{E} \cdot \vec{D} \cdot dv$$

$$W_e = \frac{1}{2} C \cdot V^2$$

Donde:

Ecuación 52. Energía eléctrica en términos de cantidades de campo

Ecuación 53. Energía eléctrica en términos de tensión y capacidad equivalente del medio.

W_e : energía eléctrica.

D: densidad de flujo eléctrico o desplazamiento eléctrico generado por un campo E en un medio de permitividad ϵ .

E: intensidad de campo eléctrico.

V: tensión generadora del campo.

C: valor de capacidad equivalente del medio

La presencia del campo electromagnético en un medio genera un tercer fenómeno, las pérdidas.

Para el caso de un medio atravesado por una corriente debida a una diferencia de potencial, las pérdidas ohmicas están definidas de forma equivalente por la Ecuación 54 y Ecuación 55.

$$P = \iiint_v \vec{E} \cdot \vec{J} \cdot dv$$

Ecuación 54. Potencia de pérdidas debido al paso de corriente en término de magnitudes de campo

$$P = R \cdot I^2$$

Ecuación 55. Potencia de pérdidas en términos de corriente y parámetro R.

$$R = \frac{\int_L \vec{E} \cdot d\vec{l}}{\iint_S \sigma \vec{E} \cdot d\vec{s}}$$

Ecuación 56. Cálculo de Resistencia en términos de magnitudes de campo eléctrico para medio lineal e isotrópico.

Sin embargo, las óhmicas debidas a la presencia de una densidad de corriente J , no son el único mecanismo de pérdidas.

En un material dieléctrico, la presencia de un campo eléctrico E variable con el tiempo, provoca desplazamientos de cargas ligadas que a su vez originan una densidad de volumen de polarización cuyo vector variará con la misma frecuencia que el campo aplicado. Si la frecuencia es elevada, la inercia de las partículas cargadas tiende a evitar que el desplazamiento de partículas se mantenga en fase con los cambios del campo, lo cual produce un mecanismo de amortiguamiento de vibraciones que produce pérdida de potencia debido al trabajo necesario para superar las fuerzas de amortiguamiento, (pp 287, [153]) .

De forma análoga, la presencia de un campo magnético B variable con el tiempo provoca una rotación en los dipolos magnéticos de un material con permeabilidad relativa mayor que la unidad. El rozamiento de los dipolos al cambiar de posición con el campo aplicado variable, genera unas pérdidas de histéresis proporcionales a la frecuencia del campo.

En el transformador de potencia, constituido por materiales magnéticos y dieléctricos, se pueden particularizar por tanto 3 mecanismos de pérdidas, sintetizados todos ellos por un parámetro R que puede depender de la frecuencia:

- Pérdidas óhmicas debido a una densidad de corriente J , presente en los arrollamientos y en la chapa magnética debido a las corrientes de Foucault.
- Pérdidas por histéresis en la chapa magnética.
- Pérdidas dieléctricas en el sistema papel-aceite.

IV.2. Principio de Dualidad.

El Principio de Dualidad, descubierto por Cherry [97] y desarrollado por Slemon, [98] enuncia la analogía dual que existe entre las magnitudes magnéticas y eléctricas, recogida en la Tabla 39.

La aplicación práctica del Principio de Dualidad permite encontrar el circuito eléctrico de su circuito equivalente magnético siguiendo los pasos enumerados:

1. Establecer el circuito magnético a partir de todas las fuerzas magnetomotríces y reluctancias de las estructuras electromagnéticas.
2. Enumerar las mallas del circuito magnético, incluso la exterior que suele tomar el número 0. Cada uno de los números que identifican las mallas se convertirán en nodos en el circuito eléctrico.

3. Formación de las ramas entre dos nodos del circuito eléctrico a partir de la unión de dos números de malla del circuito magnético. Dos nodos eléctricos se unirán con tantas ramas en paralelo como elementos tenga el circuito magnético conectadas en serie.
4. Conversión de las variables magnéticas de las mallas en variables eléctricas en las ramas atendiendo a la equivalencia de la Tabla 39.

Esta técnica se ha utilizado satisfactoriamente para el desarrollo de modelos de máquinas eléctricas.

En el ámbito del modelado del transformador de potencia existen numerosas referencias, e.g [58] y [51] entre las que destacan los trabajos de Mork [54] y de León y Martínez [11]

Tabla 39. Dualidad en magnitudes magnéticas-eléctricas

	Magnética		Equivale a \leftrightarrow	Eléctrica	
Variables	Ni	Fuerza Magnetomotriz		Tensión	V
	ϕ	Flujo magnético		Corriente	I
	\mathfrak{R}	Reluctancia		Inductancia	L
Conexión	Serie				Paralelo
	Paralelo				Serie
	Malla			Nodo	
	Nodo			Malla	
Ecuaciones	$N \cdot i = \mathfrak{R} \cdot \phi$				$v = L \cdot \frac{di}{dt}$

A.V. Descripción Transformador Prototipo.

Los datos del transformador prototipo se resumen en la Tabla 40.

Nº Serie	24780
Año de Fabricación	2000
Fabricante	Cotradis, S.A
Tipo	Distribución
Grupo Conexión	Indep / Indep
Grupo Conexión Original	Yzn11
Potencia	25 kVA
V (HV)	16,125 kV
V (LV)	420 V
Impedancia CortoCircuito (75°)	5,97
Posicion TAP	1
Material arrollamientos AT/BT	Cu
Masa Total	326 kg.
Observaciones	Desencubado

Tabla 40. Características del Transformador Prototipo

En la Figura 172 se muestra un fragmento del proceso de desencubado del transformador, realizado para modificar las conexiones internas. La Figura 173 muestra el caballete de sujeción para la realización de pruebas FRA.

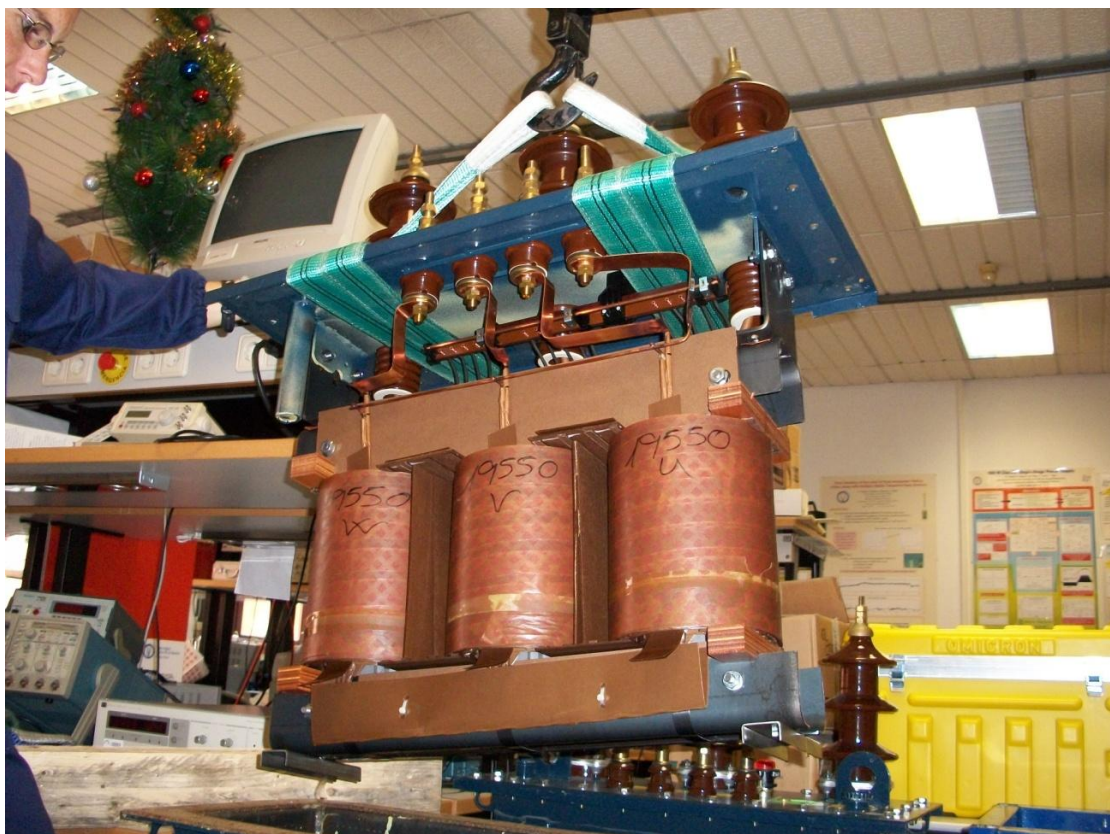


Figura 172. Detalle de desencubado del transformador prototipo



Figura 173. Proceso de medida del transformador prototipo

A.VI. Relación de Archivos de Cálculo.

VI.1. OptimizarBajaFrec.m

Para el cálculo de los parámetros del M.N.B.F y M.A.M.F (Ln X, Rn X, C_{HV} X)

```
function
resultado=OptimizarBajaFrec(Medtrafo
U,MedtrafoV,MedtrafoW,Iinf,Isup)

%% DESCRIPCIÓN
%funcion para encontrar el valor R y
L que minimiza el error
%a partir de los datos en FdT de una
medida.

%% VARIABLES DE ENTRADA
% - MedTrafoX: estructura de 3
columnas: frecuencia, modulo y fase
de
% la FdT medida pero solo con el
ancho de banda de baja frecuencia de
nbf
% puntos
% - Iinf: indice del vector de datos
que marca el comienzo de la zona a
modelar
% - Isup: indice del vector de datos
que marca el final de la zona a
modelar

%% CUERPO DE LA FUNCIÓN

%conversion a admitancia de la FdT
medida
%fase U
mod=10.^(MedtrafoU(:,2)/20);
fase=(pi/180)*MedtrafoU(:,3);
frecU=abs(MedtrafoU(:,1));
FDTTrf=mod.*(cos(fase)+j*sin(fase));
ZTrfU=(49.6)*(1-FDTTrf)./FDTTrf;
%fase V
mod=10.^(MedtrafoV(:,2)/20);
fase=(pi/180)*MedtrafoV(:,3);
frecV=abs(MedtrafoV(:,1));
FDTTrf=mod.*(cos(fase)+j*sin(fase));
ZTrfV=(49.6)*(1-FDTTrf)./FDTTrf;
%fase W
mod=10.^(MedtrafoW(:,2)/20);
fase=(pi/180)*MedtrafoW(:,3);
frecW=abs(MedtrafoW(:,1));
FDTTrf=mod.*(cos(fase)+j*sin(fase));
ZTrfW=(49.6)*(1-FDTTrf)./FDTTrf;

%calculo de las impedancias de
celdas U,V y W
K1=(ZTrfV+ZTrfW-
ZTrfU)./(ZTrfW+ZTrfU-ZTrfV);

K2=(ZTrfV+ZTrfW-
ZTrfU)./(ZTrfV+ZTrfU-ZTrfW);
U=((1+K1+K2)./(K1+K2)).*ZTrfU;
V=K1.*U;
W=K2.*U;

%calculo de los parámetros
optimizados
pCU=calcularRLC(U,frecU,Iinf,Isup);
pCV=calcularRLC(V,frecV,Iinf,Isup);
pCW=calcularRLC(W,frecW,Iinf,Isup);

%reconstruccion de la impedancia
modelada Zmod
wU=2*pi*frecU;
wV=2*pi*frecV;
wW=2*pi*frecW;
%fase U
YmodU=complex(1/pCU(2),(pCU(3)*wU-
1./(pCU(1)*wU)));
ZmodCeldaU=1./YmodU;
%fase V
YmodV=complex(1/pCV(2),(pCV(3)*wV-
1./(pCV(1)*wV)));
ZmodCeldaV=1./YmodV;
%fase W
YmodW=complex(1/pCW(2),(pCW(3)*wW-
1./(pCW(1)*wW)));
ZmodCeldaW=1./YmodW;

%reconstrucción para comparar con la
Zmedida
ZrecU=ZmodCeldaU.*(ZmodCeldaV+ZmodCe
ldaW)./(ZmodCeldaU+ZmodCeldaV+ZmodCe
ldaW);
ZrecV=ZmodCeldaV.*(ZmodCeldaU+ZmodCe
ldaW)./(ZmodCeldaU+ZmodCeldaV+ZmodCe
ldaW);
ZrecW=ZmodCeldaW.*(ZmodCeldaV+ZmodCe
ldaU)./(ZmodCeldaU+ZmodCeldaV+ZmodCe
ldaW);

%comparativa de ZnX y Zmod en una
grafica
moduloMDlU=abs(ZrecU);
moduloZTrfU=abs(ZTrfU);
moduloMDlV=abs(ZrecV);
moduloZTrfV=abs(ZTrfV);
moduloMDlW=abs(ZrecW);
moduloZTrfW=abs(ZTrfW);
faseMDlU=(180/pi)*(angle(ZrecU));
faseZTrfU=(180/pi)*(angle(ZTrfU));
faseMDlV=(180/pi)*(angle(ZrecV));
faseZTrfV=(180/pi)*(angle(ZTrfV));
```



```

faseMDlW=(180/pi)*(angle(ZrecW));
faseZTrfW=(180/pi)*(angle(ZTrfW));

figure(1);
subplot(2,1,1);
loglog(frecU,moduloMDlU,'r',frecU,mo
duloZTrfU,'b',frecV,moduloMDlV,'g',f
recV,moduloZTrfV,'k',frecW,moduloMDl
W,'m',frecW,moduloZTrfW,'c');
legend('Z modelada fase U','Z medida
fase U','Z modelada fase V','Z
medida fase V');
title(strcat('Comparativa Módulo Zn
vs Zm - fase central y fase lateral
- Modulo (dbS)'));
subplot(2,1,2);
semilogx(frecU,faseMDlU,'r',frecU,fa
seZTrfU,'b',frecV,faseMDlV,'g',frecV
,faseZTrfV,'k',frecW,faseMDlW,'m',fr
ecW,faseZTrfW,'c');
legend('Z modelada fase U','Z medida
fase U','Z modelada fase V','Z
medida fase V');
title(strcat('Comparativa Módulo Zn
vs Zm - fase central y fase lateral
- Fase (grados)'));

%obtencion del error porcentual para
las impedancias Z.
eZU=errorZ(ZrecU,ZTrfU,Iinf,Isup);
eZV=errorZ(ZrecV,ZTrfV,Iinf,Isup);
eZW=errorZ(ZrecW,ZTrfW,Iinf,Isup);

%se crean los vectores con los datos
dataLn=[pCU(1);pCV(1);pCW(1)];
dataRn=[pCU(2);pCV(2);pCW(2)];
dataCn=[pCU(3);pCV(3);pCW(3)];
dataeZ=[eZU;eZV;eZW];

resultado=[dataLn,dataRn,dataCn,data
eZ];
end

```

```

function
parametrosCelda=calcularRLC(Z,frec,I
inf,Isup)
%funcion para calcular los
parametros Rd y Ld serie en la
impedancia Zd
%a apartir del proceso de
optimizacion
frec=frec(Iinf:Isup);
Z=Z(Iinf:Isup);
w=2*pi*frec;
Y=1./Z;
G=real(Y);
S=imag(Y);
mod2=(abs(Y)).^2;
t3=sum(1./mod2);
R=t3/(sum(G./mod2));
t1=sum((S.*w)./(mod2));
t2=sum((w.^2)./(mod2));
t4=sum(S./(w.*mod2));
t5=sum(1./((w.^2).*(mod2)));
L=(t3^2-t5*t2)/(t4*t2-t3*t1);
C=(-t1*t5+t3*t4)/(t3^2-t5*t2);
parametrosCelda=[L,R,C];
end

```

```

function et=errorZ(Zm,Zr,Iinf,Isup)
%funcion para calcular el error
entre una impedancia modelada (Zm) y
una de
%referencia (Zr).
et=0;
for i=Iinf:1:Isup
e=(abs(Zm(i))-
Zr(i))/(abs(Zr(i)));
if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
et=et+e;
else
et=et+1;
end
end
et=et*100/i;
end

```

VI.2. OptimizarRdLdserie.m

Para el cálculo de los parámetros Ld X y Rd X constituyentes de la impedancia Zd X característica del modelo M.N.A.F.

```

function
resultado=OptimizarRdLdserie(Medtraf
oU,MedtrafoV,MedtrafoW,CU,CV,CW,fiU,
fsU,fiV,fsV,fiW,fsW,ZiU,ZsU,ZiV,ZsV,
ZiW,ZsW,ite)

%% DESCRIPCIÓN
%funcion para encontrar el valor R y
L que minimiza el error
%a partir de los datos en FdT de una
medida.

```

```

%% VARIABLES DE ENTRADA
% - MedTrafoX: estructura de 3
columnas: frecuencia, modulo y fase
de
% la FdT medida pero solo con el
ancho de banda de baja frecuencia de
nbf
% puntos
% - CX, RX : capacidad y resistencia
del modelo M.A.M.F

```



```

% - fiX, fsX: frecuencia inferior
(resonancia serie) y superior
(resonancia
% paralelo)
% - ZiX, ZsX: Impedancia en los
puntos de resonancia serie
(superior) e (inferior)

%% CUERPO DE LA FUNCIÓN

%%INICIALIZACION DE PARAMETROS
frecU=abs(MedtrafoU(:,1));
frecV=abs(MedtrafoV(:,1));
frecW=abs(MedtrafoW(:,1));

ZtrfU=conversion(MedtrafoU,frecU);
ZtrfV=conversion(MedtrafoV,frecV);
ZtrfW=conversion(MedtrafoW,frecW);

YtrfU=1./ZtrfU;
YtrfV=1./ZtrfV;
YtrfW=1./ZtrfW;

RdU=ZiU/3;
RdV=ZiV/3;
RdW=ZiW/3;

RU=ZsU;
RV=ZsV;
RW=ZsW;

%valores iniciales estimados a
partir de las frecuencias de
resonancia
%serie (inferior) y paralelo
(superior)

%resonancia serie (todas las Ld
están juntas) :
Ls_desdeU=1/((CV*CW/(CW+CV))*((2*pi*
fiU)^2));
Ls_desdeV=1/((CU*CW/(CW+CU))*((2*pi*
fiV)^2));
Ls_desdeW=1/((CV*CU/(CU+CV))*((2*pi*
fiW)^2));

%resonancia paralelo:
LdUi1=1/(CU*((2*pi*fsU)^2));
LdVi1=1/(CV*((2*pi*fsV)^2));
LdWi1=1/(CW*((2*pi*fsW)^2));

LdUi2=Ls_desdeU-LdVi1-LdWi1;
LdVi2=Ls_desdeV-LdUi1-LdWi1;
LdWi2=Ls_desdeW-LdVi1-LdUi1;

etU=0;
etV=0;
etW=0;

%se calcula el error con los
parametros iniciales para elegir con
que
%parametros iniciales quedarse
ZmEstU1=estimarZmedida(frecU,frecV,f
recW,CU,CV,CW,RU,RV,RW,LdUi1,RdU,LdV
i1,RdV,LdWi1,RdW);
etU1=errorZ(ZmEstU1,ZtrfU);

ZmEstU2=estimarZmedida(frecU,frecV,f
recW,CU,CV,CW,RU,RV,RW,LdUi2,RdU,LdV
i2,RdV,LdWi2,RdW);
etU2=errorZ(ZmEstU2,ZtrfU);
if etU2<etU1
    LdU=LdUi2;
    etU=etU2;
else
    LdU=LdUi1;
    etU=etU1;
end

ZmEstV1=estimarZmedida(frecV,frecU,f
recW,CV,CU,CW,RV,RU,RW,LdVi1,RdV,LdU
i1,RdU,LdWi1,RdW);
etV1=errorZ(ZmEstV1,ZtrfV);
ZmEstV2=estimarZmedida(frecV,frecU,f
recW,CV,CU,CW,RV,RU,RW,LdVi2,RdV,LdU
i2,RdU,LdWi2,RdW);
etV2=errorZ(ZmEstV2,ZtrfV);
if etV2<etV1
    LdV=LdVi2;
    etV=etV2;
else
    LdV=LdVi1;
    etV=etV1;
end

ZmEstW1=estimarZmedida(frecW,frecV,f
recU,CW,CV,CU,RW,RV,RU,LdWi1,RdW,LdV
i1,RdV,LdUi1,RdU);
etW1=errorZ(ZmEstW1,ZtrfW);
ZmEstW2=estimarZmedida(frecW,frecV,f
recU,CW,CV,CU,RW,RV,RU,LdWi2,RdW,LdV
i2,RdV,LdUi2,RdU);
etW2=errorZ(ZmEstW2,ZtrfW);
if etW2<etW1
    LdW=LdWi2;
    etW=etW2;
else
    LdW=LdWi1;
    etW=etW1;
end

%% ALGORITMO ITERATIVO
cu=0;cv=0;cw=0;
for it=1:1:ite

    %PARA FASE U
    %obtencion de la Zd estimada a
partir de los parametros.

    ZdU=estimarZd(YtrfU,frecU,frecV,frec
W,CU,CV,CW,RU,RV,RW,LdV,RdV,LdW,RdW)
;
    %calcula de los parametros
mediante proceso de optimizacion
    parametrosU=calcularRL(ZdU,frecU);
    %calcula del error sobre la
Zmedida total

    ZmEstU=estimarZmedida(frecU,frecV,f
recW,CU,CV,CW,RU,RV,RW,parametrosU(1)
,parametrosU(2),LdV,RdV,LdW,RdW);
    etui=errorZ(ZmEstU,ZtrfU);
    %solo cambiamos los parametros si
mejoramos el error

```

```

if etui<etU
    etU=etui;
    LdU=parametrosU(1);
    RdU=parametrosU(2);
    cu=cu+1;
end

%PARA FASE V
%obtencion de la Zd estimada a
partir de los parametros.

ZdV=estimarZd(YtrfV,frecV,frecU,frec
W,CV,CU,CW,RV,RU,RW,LdU,RdU,LdW,RdW)
;
%calculo de los parametros
mediante proceso de optimizacion
parametrosV=calcularRL(ZdV,frecV);
%calculo del error sobre la
Zmedida total

ZmEstV=estimarZmedida(frecV,frecU,fr
ecW,CV,CU,CW,RV,RU,RW,parametrosV(1)
,parametrosV(2),LdU,RdU,LdW,RdW);
etvi=errorZ(ZmEstV,ZtrfV);
%solo cambiamos los parametros si
mejoramos el error
if etvi<etV
    etV=etvi;
    LdV=parametrosV(1);
    RdV=parametrosV(2);
    cv=cv+1;
end

%PARA FASE W
%obtencion de la Zd estimada a
partir de los parametros.

ZdW=estimarZd(YtrfW,frecW,frecU,frec
V,CW,CU,CV,RW,RU,RV,LdU,RdU,LdV,RdV)
;
%calculo de los parametros
mediante proceso de optimizacion
parametrosW=calcularRL(ZdW,frecW);
%calculo del error sobre la
Zmedida total

ZmEstW=estimarZmedida(frecW,frecU,fr
ecV,CW,CU,CV,RW,RU,RV,parametrosW(1)
,parametrosW(2),LdU,RdU,LdV,RdV);
etwi=errorZ(ZmEstW,ZtrfW);
%solo cambiamos los parametros si
mejoramos el error
if etwi<etW
    etW=etwi;
    LdW=parametrosW(1);
    RdW=parametrosW(2);
    cw=cw+1;
end

end

%% REPRESENTACION DE LOS RESULTADOS

%resultados para Z medida

ZmEstU=estimarZmedida(frecU,frecV,fr
ecW,CU,CV,CW,RU,RV,RW,LdU,RdU,LdV,Rd
V,LdW,RdW);
etU=errorZ(ZmEstU,ZtrfU);

ZmEstV=estimarZmedida(frecV,frecU,fr
ecW,CV,CU,CW,RV,RU,RW,LdV,RdV,LdU,Rd
U,LdW,RdW);
etV=errorZ(ZmEstV,ZtrfV);
ZmEstW=estimarZmedida(frecW,frecU,fr
ecV,CW,CU,CV,RW,RU,RV,LdW,RdW,LdU,Rd
U,LdV,RdV);
etW=errorZ(ZmEstW,ZtrfW);

dataeZ=[etU;etV;etW];

% resultados para Ld y Rd
ZdU=estimarZd(YtrfU,frecU,frecV,frec
W,CU,CV,CW,RU,RV,RW,LdV,RdV,LdW,RdW)
;
ZdV=estimarZd(YtrfV,frecV,frecU,frec
W,CV,CU,CW,RV,RU,RW,LdU,RdU,LdW,RdW)
;
ZdW=estimarZd(YtrfW,frecW,frecU,frec
V,CW,CU,CV,RW,RU,RV,LdU,RdU,LdV,RdV)
;

v=estimarParametrosZd(ZdU,frecU);
LdestimadaU=v(:,1);
RdestimadaU=v(:,2);
v=estimarParametrosZd(ZdV,frecV);
LdestimadaV=v(:,1);
RdestimadaV=v(:,2);
v=estimarParametrosZd(ZdW,frecW);
LdestimadaW=v(:,1);
RdestimadaW=v(:,2);

eLdU=errorP(LdU,LdestimadaU);
eLdV=errorP(LdV,LdestimadaV);
eLdW=errorP(LdW,LdestimadaW);

eRdU=errorP(RdU,RdestimadaU);
eRdV=errorP(RdV,RdestimadaV);
eRdW=errorP(RdW,RdestimadaW);

%se crean los vectores con los datos
dataeLd=[eLdU;eLdV;eLdW];
dataeRd=[eRdU;eRdV;eRdW];
dataLd=[LdU;LdV;LdW];
LdUvector=LdU*ones(length(frecU),1);
LdVvector=LdV*ones(length(frecV),1);
LdWvector=LdW*ones(length(frecW),1);
maxLdestimada=[max(LdestimadaU);max(
LdestimadaV);max(LdestimadaW)];
minLdestimada=[min(LdestimadaU);min(
LdestimadaV);min(LdestimadaW)];
dataRd=[RdW;RdV;RdW];
RdUvector=RdU*ones(length(frecU),1);
RdVvector=RdV*ones(length(frecV),1);
RdWvector=RdW*ones(length(frecW),1);
maxRdestimada=[max(RdestimadaU);max(
RdestimadaV);max(RdestimadaW)];
minRdestimada=[min(RdestimadaU);min(
RdestimadaV);min(RdestimadaW)];

figure(1);
subplot(2,1,1);
loglog(frecU,abs(ZmEstU),'r',frecU,a
bs(ZtrfU),'b',frecV,abs(ZmEstV),'g',
frecV,abs(ZtrfV),'k');

```

```

legend('Zd modelada fase U','Zd
medida fase U','Zd modelada fase
V','Zd medida fase V' );
title(strcat('Comparativa Módulo
Zmedida vs Zmodelada - fase central
y fase lateral - Modulo (dbs)'));
subplot(2,1,2);
semilogx(frecU,(180/pi)*angle(ZmEstU),
'r',frecU,(180/pi)*angle(ZtrfU),'b',
frecV,(180/pi)*angle(ZmEstV),'g',frecV,
(180/pi)*angle(ZtrfV),'k');
legend('Zd modelada fase U','Zd
medida fase U','Zd modelada fase
V','Zd medida fase V');
title(strcat('Comparativa Fase
Zmedida vs Zmodelada - fase central
y fase lateral - Fase (grados)'));

```

```

figure(2);
subplot(2,1,1);
semilogx(frecU,LdUvector,'r',frecU,L
destimadaU,'b',frecV,LdVvector,'g',frecV,
LdestimadaV,'k',frecW,LdWvector,'m',frecW,
LdestimadaW,'c');
legend('LdU modelo','LdU
estimada','LdV modelo','LdV
estimada','LdW modelo','LdW
estimada');
title(strcat('Comparativa Ld
modelado vs Ld estimada - fase
central y fase lateral -
(Henrios)'));
subplot(2,1,2);
semilogx(frecU,RdUvector,'r',frecU,R
destimadaU,'b',frecV,RdVvector,'g',frecV,
RdestimadaV,'k',frecW,RdWvector,'m',frecW,
RdestimadaW,'c');
legend('RdU modelo','RdU
estimada','RdV modelo','RdV
estimada','RdW modelo','RdW
estimada');
title(strcat('Comparativa Rd
modelado vs Rd estimada - fase
central y fase lateral -
(Ohmios)'));

```

```

resultado=[dataLd,maxLdestimada,minL
destimada,dataRd,maxRdestimada,minRd
estimada,dataeZ,dataeLd,dataeRd];

```

end

```

function
parametros=calcularRL(Zd,frec)
%funcion para calcular los
parametros Rd y Ld serie en la
impedancia Zd
%a partir del proceso de
optimizacion
I=imag(Zd);
R=real(Zd);
mod2=(abs(Zd)).^2;
numL=sum(I.*(2*pi*frec)./mod2);
denL=sum((2*pi*frec).^2)./mod2);
numR=sum(R./mod2);
denR=sum(1./mod2);
Ld=numL/denL;

```

```

Rd=numR/denR;
parametros=[Ld,Rd];
end

```

```

function
Zd=estimarZd(Ytrf,frec1,frec2,frec3,
C1,C2,C3,R1,R2,R3,Ld2,Rd2,Ld3,Rd3)
%funcion para estimar la Zd a
partir de las medidas y quitando el
efecto de las otras impedancias.

```

```

%calculo de la admitancia de la C
propia

```

```

Ymamf1=complex((1/R1),(2*pi*C1*frec1));

```

```

%calculo de la impedancia de la
rama serie

```

```

Ys=Ytrf-Ymamf1;

```

```

Zs=1./Ys;

```

```

%calculo de las impedancias de las
otras fases presentes en la rama
serie.

```

```

Ymamf2=complex((1/R2),(2*pi*C2*frec2));

```

```

Ymamf3=complex((1/R3),(2*pi*C3*frec3));

```

```

Zd2=complex(Rd2,2*pi*frec2*Ld2);

```

```

Zd3=complex(Rd3,2*pi*frec3*Ld3);

```

```

%quitar el efecto de las otras
fases en la impedancia serie

```

```

Zd=Zs-Zd2-Zd3-(1./Ymamf2)-
(1./Ymamf3);

```

end

```

function

```

```

ZmedidaEstimada=estimarZmedida(frec1,
frec2,frec3,C1,C2,C3,R1,R2,R3,Ld1,R
d1,Ld2,Rd2,Ld3,Rd3)

```

```

%funcion para estimar la Zmedida a
partir de las medidas y quitando el
efecto de las otras impedancias.

```

```

%se referencia todo a la
impedancia vista desde la fase 1.

```

```

%calculo de la admitancia de la C
propia

```

```

Ymamf1=complex((1/R1),(2*pi*C1*frec1));

```

```

Ymamf2=complex((1/R2),(2*pi*C2*frec2));

```

```

Ymamf3=complex((1/R3),(2*pi*C3*frec3));

```

```

%calculo de las impedancias de
dispersion.

```

```

Zd1=complex(Rd1,2*pi*frec1*Ld1);

```

```

Zd2=complex(Rd2,2*pi*frec2*Ld2);

```

```

Zd3=complex(Rd3,2*pi*frec3*Ld3);

```

```

%calculo de la impedancia de la
rama serie

```

```

Zs=Zd1+Zd2+Zd3+(1./Ymamf2)+(1./Ymamf
3);
Ys=1./Zs;
%calculo de la admitancia total
Ytrf=Ys+Ymamf1;
%calculo de la impedancia estimada
a partir de los parametros
ZmedidaEstimada=1./Ytrf;

end

function
parametrosEstimados=estimarParametro
sZd(Zd,frec)
Rdestimado=real(Zd);
Ldestimado=imag(Zd)/(2*pi*frec);

parametrosEstimados=[Ldestimado,Rdes
timado];
end

function
Ztrf=conversion(Medtrafo,frec)
% funcion para la conversion a
admitancia de la FdT medida
mod=10.^(Medtrafo(:,2)/20);
fase=(pi/180)*Medtrafo(:,3);

FDTTrf=mod.*(cos(fase)+j*sin(fase));
Ztrf=(49.6)*(1-FDTTrf)./FDTTrf;
end

function et=errorZ(Zm,Zr)
%funcion para calcular el error
entre una impedancia modelada (Zm) y
una de

%referencia (Zr).
et=0;
for i=1:length(Zm)
e=(abs(Zm(i)-
Zr(i)))/(abs(Zr(i)));
if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
et=et+e;
else
et=et+1;
end
end
et=et*100/i;
end

function etp=errorP(Pm,Pr)
%funcion para calcular el error
entre un parametro modelado (Pm) y
uno de
%referencia (Pr).
etp=0;
for i=1:length(Pr)
e=(abs(Pr(i)-Pm))/(abs(Pr(i)));
if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
etp=etp+e;
else
etp=etp+1;
end
end
etp=etp*100/i;
end

```

VI.3. MinErrRelativoPonderado.m

Para calcular modelado por celdas del MODELO DE PLEITE

Archivo MinErrorPonderado.m

```

function varargout = MinErrRelativoPonderado(varargin)
% MinErrRelativoPonderado M-file for MinErrRelativoPonderado.fig
% MinErrRelativoPonderado, by itself, creates a new MinErrRelativoPonderado
or raises the existing
% singleton*.
%
% H = MinErrRelativoPonderado returns the handle to a new
MinErrRelativoPonderado or the handle to
% the existing singleton*.
%
% MinErrRelativoPonderado('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls
the local
% function named CALLBACK in MinErrRelativoPonderado.M with the given input
arguments.
%
% MinErrRelativoPonderado('Property','Value',...) creates a new
MinErrRelativoPonderado or raises the

```

```

% existing singleton*. Starting from the left, property value pairs are
% applied to the GUI before MinErrRelativoPonderado_OpeningFcn gets called.
An
% unrecognized property name or invalid value makes property application
% stop. All inputs are passed to MinErrRelativoPonderado_OpeningFcn via
varargin.
%
% *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows only one
% instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES

% Edit the above text to modify the response to help MinErrRelativoPonderado

% Last Modified by GUIDE v2.5 14-Jul-2010 10:51:07

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',   gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @MinErrRelativoPonderado_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @MinErrRelativoPonderado_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',  [] , ...
                  'gui_Callback',    []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before MinErrRelativoPonderado is made visible.
function MinErrRelativoPonderado_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles,
varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject handle to figure
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin command line arguments to MinErrRelativoPonderado (see VARARGIN)

set(handles.axes1,'Visible','on'); % aparece el axes
set(handles.axes2,'Visible','off'); % desaparece el axes
set(handles.axes3,'Visible','off'); % desaparece el axes
axes(handles.axes1)
set(handles.axes1,'XScale','log');
set(handles.axes1,'YScale','linear');
hold off;
clear on;
grid on;

set(handles.radiobuttonFT,'enable','off')
set(handles.radiobuttonZ,'enable','off')
set(handles.radiobuttonMagnitud,'enable','off')
set(handles.radiobuttonFase,'enable','off')
set(handles.radiobuttonMagFas,'enable','off')
set(handles.radiobuttonReal,'enable','off')
set(handles.radiobuttonImag,'enable','off')
set(handles.radiobuttonRealImag,'enable','off')

handles.iniT=0;
handles.finT=0;
handles.puntos=0;
handles.posicion=0;

```

```

handles.fall=1;
handles.FToZ=1;
handles.MAGoFASE=1;
handles.curvaModelo=false;
handles.color=cellstr(['blue ','red ','magenta','green ','cyan ','yellow ']);

% Choose default command line output for MinErrRelativoPonderado
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes MinErrRelativoPonderado wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = MinErrRelativoPonderado_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject handle to figure
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

% --- Executes on selection change in listbox1.
function listbox1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to listbox1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns listbox1 contents as cell
array
% contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from listbox1

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function listbox1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to listbox1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: listbox controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in Modelar.
function Modelar_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to Modelar (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
handles.curvaModelo=true;

i=sqrt(-1);

n=handles.puntos;% numero de celdas por 2
posicion=handles.posicion;
w=handles.w1;
F=handles.F1;
Z=handles.Z;

```

```

par=rem(n,2);
if par~=0
    handles.puntos=handles.puntos-1;
    n=handles.puntos;
end

celdas=n/2;

handles.iniT=posicion(1,1); % posicion del dato inicial
handles.finT=posicion(2*celdas,1); % posicion del dato final
iniT=handles.iniT;
finT=handles.finT;

for d=1:celdas
    s=d;
    ini=posicion(2*s-1,1);
    fin=posicion(2*s,1);
    [C,D]=max(abs(Z(ini:fin,1)));
    posicionMed(1,s)=ini+D-1; %Posicion del maximo
    o=0;
    for j=ini:posicionMed(1,s);
        o=o+1;
    end
    posicionMed(2,s)=o; %numero de puntos a la izquierda
    o=0;
    for j=posicionMed(1,s):fin;
        o=o+1;
    end
    posicionMed(3,s)=o; %numero de puntos a la derecha
    posicionMed(4,s)=0;
    if posicionMed(2,s)>=posicionMed(3,s);
        posicionMed(4,s)=1; %1 si el que mas puntos tiene es el lado izquierdo
    end
    posicionMed(5,s)=0;
    if posicionMed(2,s)<posicionMed(3,s);
        posicionMed(5,s)=1; %1 si el que mas puntos tiene es el lado derecho
    end
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

modo=2;

if modo==1;
    RR(:,1)=real(Z(:,1));
    XR(:,1)=imag(Z(:,1));
    for s=1:celdas
        ini=posicion(2*s-1,1);
        fin=posicion(2*s,1);
        wr(s,1)=w(posicionMed(1,s),1);
        Rinicial(s,1)=abs(Z(posicionMed(1,s),1));
        if s==1
            Linicial(s,1)=XR(ini,1)/w(ini,1);
            Cinicial(s,1)=1/(Linicial(s,1)*(wr(s,1))^2);
        end
        if s>1
            Linicial(s,1)=(wr(s-1,1)/wr(s,1))*Linicial(s-1,1);
            Cinicial(s,1)=(wr(s-1,1)/wr(s,1))*Cinicial(s-1,1);
        end
    end
end

if modo==2
    RR(:,1)=real(Z(:,1));
    XR(:,1)=imag(Z(:,1));

```



```

x1=x1';
y1=abs(Z(ini:fin ,1));
y1=y1';
if loga==1
    set(handles.axes1,'XScale','log');
    set(handles.axes1,'YScale','log');
    loglog(x1,y1,'LineWidth',3);
else
    set(handles.axes1,'XScale','log');
    set(handles.axes1,'YScale','linear');
    semilogx(x1,y1,'LineWidth',3);
end
grid on
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

error=sum((abs(abs(Z(iniT:finT,1))-
abs(Zm(iniT:finT,1)))./abs(Z(iniT:finT,1))).*100);
mm=abs(posicion(n,1)-posicion(1,1))+1; % numero de puntos maximo
ERM=serror/mm;

result=' ';
celda=1;
for k=1:n
    par=rem(k,2);
    if par==0
        mtex=['Numero m=',num2str(abs(posicion(k-1,1)-posicion(k,1))+1)];
        parametros=['R',num2str(celda),'=',num2str(R(celda,1)), '
', 'L',num2str(celda),'=',num2str(L(celda,1)), '
', 'C',num2str(celda),'=',num2str(C(celda,1))];
        Banda=['Ancho de Banda= ',num2str(F(posicion(k-1,1),1)), 'Hz-
',num2str(F(posicion(k,1),1)), 'Hz;'];
        result=char(result,['CELDA ',num2str(celda)], [Banda, '
',mtex],parametros,' ');
        celda=celda+1;
    end
end
set(handles.listbox1,'String',char(['ERM=',num2str(ERM), '%'],result));

PL=ones(finT,celdas );
PesoR=PL;
PesoL=PL;
PesoC=PL;

%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
terminar=0;
c=0;
while terminar==0 % inicio del ciclo iterativo
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

c=1+c;

for d=1:celdas
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
    s=d;
    %s=(celdas+1)-d;

    ini=posicion(2*s-1,1);
    fin=posicion(2*s,1);

    for o=1:celdas
        for j=1:finT
            Zn(j,o)=1/((1/R(o,1))+(w(j,1)*C(o,1)*i)+(1/(w(j,1)*L(o,1)*i)));
        end
    end

    Zref(:,s)=Z(:,1);

```

```

for b=1:celdas
    if s~=b
        Zref(:,s)=Zref(:,s)-Zn(:,b);
    end
end

Yref(:,s)=1./Zref(:,s);
GR(:,s)=real(Yref(:,s));
BR(:,s)=imag(Yref(:,s));

if c>=1;
    b=0;
    NumNeg=0;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
    for k=0:0.5:20;
        b=b+1;

Peso(ini:fin,s)=(abs(Z(ini:fin,1))./max(abs(Z(ini:fin,1)))).^k);

        T=0; M=0; N=0; P=0; Q=0; H=0;%

T=sum((GR(ini:fin,s).*Peso(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

M=sum((w(ini:fin,1).*BR(ini:fin,s).*Peso(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

N=sum((BR(ini:fin,s).*Peso(ini:fin,s))./(w(ini:fin,1).*(abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

P=sum(((w(ini:fin,1)).^2).*Peso(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

Q=sum(Peso(ini:fin,s)./((w(ini:fin,1)).^2).*(abs(Yref(ini:fin,s))).^2));
H=sum(Peso(ini:fin,s)./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

SBR2=sum(Peso(ini:fin,s).*(BR(ini:fin,s).^2)./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

SGR2=sum(Peso(ini:fin,s).*(GR(ini:fin,s).^2)./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));
SP=sum(Peso(ini:fin,s));

        evalEB(b,1)=(1./SP).*(SBR2+((-
(M^2*Q^2*P)+(N^2*H^2*P)+(2*P*M*Q*H*N)-(2*H^3*M*N)+(M^2*H^2*Q)-
(N^2*P^2*Q))./((Q*P-H^2).^2));
        evalEB(b,2)=k;

    end

    [val1,pos]=min(abs(evalEB(:,1)));
    k1=evalEB(pos,2);

    PesoR(ini:fin,s)=(abs(Z(ini:fin,1))./max(abs(Z(ini:fin,1)))).^k1;
    PesoL(ini:fin,s)=(abs(Z(ini:fin,1))./max(abs(Z(ini:fin,1)))).^k1;
    PesoC(ini:fin,s)=(abs(Z(ini:fin,1))./max(abs(Z(ini:fin,1)))).^k1;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
end

T=0; M=0; N=0; P=0; Q=0; H=0;%
T=sum((GR(ini:fin,s).*PesoR(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

M=sum((w(ini:fin,1).*BR(ini:fin,s).*PesoR(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

```

```

N=sum((BR(ini:fin,s).*PesoR(ini:fin,s))./(w(ini:fin,1).*((abs(Yref(ini:fin,s))).^2)));

P=sum((((w(ini:fin,1)).^2).*PesoR(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

Q=sum(PesoR(ini:fin,s)./(((w(ini:fin,1)).^2).*((abs(Yref(ini:fin,s))).^2)));
H=sum(PesoR(ini:fin,s)./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

Ranterior(s,1)=R(s,1);
R(s,1)=H/T;

if c>=1000
    if R(s,1)<0
        R(s,1)=Ranterior(s,1);
    end
end

for o=1:celdas
    for j=1:finT
        Zn(j,s)=1/((1/R(o,1))+(w(j,1)*C(o,1)*i)+(1/(w(j,1)*L(o,1)*i)));
    end
end

Zref(:,s)=Z(:,1);
for b=1:celdas
    if s~=b
        Zref(:,s)=Zref(:,s)-Zn(:,b);
    end
end

Yref(:,s)=1./Zref(:,s);
GR(:,s)=real(Yref(:,s));
BR(:,s)=imag(Yref(:,s));

T=0; M=0; N=0; P=0; Q=0; H=0;%
T=sum((GR(ini:fin,s).*PesoL(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

M=sum((w(ini:fin,1).*BR(ini:fin,s).*PesoL(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

N=sum((BR(ini:fin,s).*PesoL(ini:fin,s))./(w(ini:fin,1).*((abs(Yref(ini:fin,s))).^2)));

P=sum((((w(ini:fin,1)).^2).*PesoL(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

Q=sum(PesoL(ini:fin,s)./(((w(ini:fin,1)).^2).*((abs(Yref(ini:fin,s))).^2)));
H=sum(PesoL(ini:fin,s)./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

Lanterior(s,1)=L(s,1);
L(s,1)=((Q*P)-(H^2))/((M*H)-(N*P));

if c>=1000
    if L(s,1)<0
        L(s,1)=Lanterior(s,1);
    end
end

for o=1:celdas
    for j=1:finT
        Zn(j,s)=1/((1/R(o,1))+(w(j,1)*C(o,1)*i)+(1/(w(j,1)*L(o,1)*i)));
    end
end

Zref(:,s)=Z(:,1);
for b=1:celdas
    if s~=b
        Zref(:,s)=Zref(:,s)-Zn(:,b);
    end
end

```

```

        end
    end

    Yref(:,s)=1./Zref(:,s);
    GR(:,s)=real(Yref(:,s));
    BR(:,s)=imag(Yref(:,s));

    T=0; M=0; N=0; P=0; Q=0; H=0;%
    T=sum((GR(ini:fin,s).*PesoC(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

    M=sum((w(ini:fin,1).*BR(ini:fin,s).*PesoC(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

    N=sum((BR(ini:fin,s).*PesoC(ini:fin,s))./(w(ini:fin,1).*((abs(Yref(ini:fin,s))).^2)));

    P=sum((((w(ini:fin,1)).^2).*PesoC(ini:fin,s))./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

    Q=sum(PesoC(ini:fin,s)./(((w(ini:fin,1)).^2).*((abs(Yref(ini:fin,s))).^2)));
    H=sum(PesoC(ini:fin,s)./((abs(Yref(ini:fin,s))).^2));

    Canterior(s,1)=C(s,1);
    C(s,1)=(M*Q)-(N*H)/((Q*P)-(H^2));

    if c>=1000
        if C(s,1)<0
            C(s,1)=Canterior(s,1);
        end
    end

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    end %fin del ciclo de las celdas

    for s=1:celdas
        for j=1:finT
            Zn(j,s)=1/((1/R(s,1))+(w(j,1)*C(s,1)*i)+(1/(w(j,1)*L(s,1)*i)));
        end
    end

    Zm=zeros(filas,1);
    for b=1:celdas
        Zm(:,1)=Zm(:,1)+Zn(:,b);
    end

    serror=sum((abs(abs(Z(iniT:finT,1))-abs(Zm(iniT:finT,1)))./abs(Z(iniT:finT,1))).*100);
    mm=abs(posicion(n,1)-posicion(1,1))+1; % numero de puntos maximo
    ERM=serror/mm;

    ini=posicion(2*1-1,1);
    fin=posicion(2*celdas,1);
    loga=1;
    set(handles.axes1,'Visible','on'); % aparece el axes
    set(handles.axes2,'Visible','off'); % desaparece el axes
    set(handles.axes3,'Visible','off'); % desaparece el axes
    axes(handles.axes1)
    hold off
    if celdas>=1
        x1=F(ini:fin,1);
        x1=x1';
        y1=abs(Zm(ini:fin,1))./max(abs(Z(ini:fin,1)));
        y1=y1';
        if loga==1
            set(handles.axes1,'XScale','log');
            set(handles.axes1,'YScale','log');
            loglog(x1,y1,'LineWidth',3,'Color','red');
        end
    end
end

```

```

else
    set(handles.axes1,'XScale','log');
    set(handles.axes1,'YScale','linear');
    semilogx(x1,y1,'LineWidth',3,'Color','red');
end
grid on
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% % con respecto a B
if celdas>=1
    hold on
    x1=F(ini:fin ,1);
    x1=x1';
    y1=abs(Z(ini:fin ,1))./max(abs(Z(ini:fin ,1)));
    y1=y1';
    if loga==1
        set(handles.axes1,'XScale','log');
        set(handles.axes1,'YScale','log');
        loglog(x1,y1,'LineWidth',3);
    else
        set(handles.axes1,'XScale','log');
        set(handles.axes1,'YScale','linear');
        semilogx(x1,y1,'LineWidth',3);
    end
    grid on
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

result=' ';
celda=1;
for k=1:n
    par=rem(k,2);
    if par==0
        mtex=['Numero m=',num2str(abs(posicion(k-1,1)-posicion(k,1))+1)];
        parametros=['R',num2str(celda),'=',num2str(R(celda,1)),' ',
            'L',num2str(celda),'=',num2str(L(celda,1)),' ',
            'C',num2str(celda),'=',num2str(C(celda,1))];
        Banda=['Ancho de Banda= ',num2str(F(posicion(k-1,1),1)),'Hz-
            ',num2str(F(posicion(k,1),1)),'Hz;'];
        result=char(result,['CELDA ',num2str(celda)],Banda,'
            ',mtex,parametros,' ');
        celda=celda+1;
    end
end
set(handles.listbox1,'String',char(['ERM=',num2str(ERM),'%'],result));

if c==1
    www=1;
end
if c==3
    www=1;
end
if c==7
    www=1;
end
if c==20
    www=1;
end

serror=sum((abs(abs(Z(iniT:finT,1))-
abs(Zm(iniT:finT,1)))./abs(Z(iniT:finT,1))).*100);
mm=abs(posicion(n,1)-posicion(1,1))+1; % numero de puntos maximo
ERM=serror/mm;
VERM(c,1)=serror/mm;

if c>7
    c1=num2str(VERM(c-6,1));
    c2=num2str(VERM(c,1));
    terminar=strncmp(c1,c2,8);

```

```

end
if c==55
    terminar=1;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
end %%%%%%%%% fin del ciclo iterativo
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

handles.ERM1=ERM;
handles.R1(s,1)=R(s,1);
handles.L1(s,1)=L(s,1);
handles.C1(s,1)=C(s,1);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

cla reset
hold off
handles.Zm1=Zm;

Dim=size(Zm);
filas=Dim(1,1);

for j=1:filas
    FT(j,1)=50/(50+Zm(j,1));
    handles.Db2(j,1)=20*log10(abs(FT(j,1)));
    handles.Ang2(j,1)=angle(FT(j,1))*180/pi;
    handles.RealFT2(j,1)=real(FT(j,1));
    handles.ImagFT2(j,1)=imag(FT(j,1));
    handles.magnitudZ2(j,1)=abs(Zm(j,1));
    handles.FaseZ2(j,1)=angle(Zm(j,1))*180/pi;
    handles.RealZ2(j,1)=real(Zm(j,1));
    handles.ImagZ2(j,1)=imag(Zm(j,1));
end

handles.w2=w(:,1);
handles.F2=F(:,1);

magnitudZ=abs(Z);
anguloZ=angle(Z);
magnitudZm=abs(Zm);
anguloZm=angle(Zm);

hold off
set(handles.axes1,'Visible','on'); % aparece el axes
set(handles.axes2,'Visible','off'); % desaparece el axes
set(handles.axes3,'Visible','off'); % desaparece el axes

axes(handles.axes1)
loglog(F(:,1),magnitudZ(:,1),'LineWidth',3);
xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Impedancia (ohms)');
hold on
loglog(F(iniT:finT,1),magnitudZm(iniT:finT,1),'LineWidth',3,'Color','red');
xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Impedancia (ohms)');
grid on

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%mostrar
resultados

result=' ';
celda=1;
for k=1:n
    par=rem(k,2);
    if par==0
        mtex=['Numero m=',num2str(abs(posicion(k-1,1)-posicion(k,1))+1)];
    end
end

```

```

        parametros=['R',num2str(celda),'=',num2str(R(celda,1)), '
', 'L',num2str(celda),'=',num2str(L(celda,1)), '
', 'C',num2str(celda),'=',num2str(C(celda,1))];
        Banda=['Ancho de Banda= ',num2str(F(posicion(k-1,1),1)), 'Hz-
',num2str(F(posicion(k,1),1)), 'Hz;'];
        result=char(result,['CELDA ',num2str(celda)], [Banda, '
',mtex],parametros,' ');
        celda=celda+1;
    end
end
set(handles.listbox1,'String',char(['ERM=',num2str(ERM),'%'],result));

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

% --- Executes on button press in Cargar.
function Cargar_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to Cargar (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
handles.curvaMedida=true;

handles.w1=0;
handles.Db1=0;
handles.Ang1=0;
handles.F1=0

handles.FT1=0;
handles.RealFT1=0;
handles.ImagFT1=0;

handles.Z=0;
handles.magnitudZ1=0;
handles.FaseZ1=0;
handles.RealZ1=0;
handles.ImagZ1=0;

handles.maxY1=0;
handles.minY1=0;

handles.puntos=0;

[filename,pathname]=uigetfile('*.xls','Abrir');
handles.rutaArchivo=strcat(pathname,filename);
handles.pathname=pathname;
% carga los datos de excel en la matriz A
Letra=['A','B','C','D','E','F','G','H','I','J','K','L','M','N','O','P','Q','R'
', 'S','T','U','V','W','X','Y','Z'];
[N, Informacion, rawdata]= xlsread(handles.rutaArchivo, 1,'A2:BT2');
for j=1:26
    igual=strncmp(char(Informacion(j)),char('/data/d'));
    if igual==1;
        col=j;
        break
    end
end
columna=[num2str(Letra(col)),':',num2str(Letra(col))];
[N, Datos, rawdata]= xlsread(handles.rutaArchivo, 1,columna);
fil=size(Datos);
filas=fil(1);

h = waitbar(0,'Porfavor Espere...');
for j=1:filas-1
    waitbar(j/filas)
    [token, rem]=strtok(Datos{j+1}, ',');
    [tok, re]=strtok(rem, ',');
    [to, r]=strtok(re, ',');

```

```

        A(j,1)=str2double(token);
        A(j,2)=str2double(tok);
        A(j,3)=str2double(to);
    end
    close(h)

    format long;

    Dim=size(A);
    filas=Dim(1,1);
    Z=zeros(filas,1);
    i=sqrt(-1);
    Zentrada=50;

    handles.F1=A(:,1);
    handles.Db1=A(:,2);
    handles.Ang1=A(:,3);
    handles.w1=handles.F1*2*pi;

    for j=1:filas
        VsVe=exp(log(10)*handles.Db1(j,1)/20);

        FT(j,1)=(VsVe*cos(handles.Ang1(j,1)*pi/180))+(VsVe*sin(handles.Ang1(j,1)*pi/180)*i);
        Z(j,1)=(Zentrada/FT(j,1))-Zentrada;
    end

    handles.FT1=FT;
    handles.RealFT1=real(FT(:,1));
    handles.ImagFT1=imag(FT(:,1));

    handles.Z=Z;
    handles.magnitudZ1=abs(Z(:,1));
    handles.FaseZ1=angle(Z(:,1))*180/pi;
    handles.RealZ1=real(Z(:,1));
    handles.ImagZ1=imag(Z(:,1));

    handles.maxY1=max(abs(Z));
    handles.minY1=min(abs(Z));

    cla reset;
    hold off;
    set(handles.axes1,'Visible','on'); % aparece el axes
    set(handles.axes2,'Visible','off'); % desaparece el axes
    set(handles.axes3,'Visible','off'); % desaparece el axes
    axes(handles.axes1);
    loglog(handles.F1,handles.magnitudZ1,'LineWidth',3);
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Impedancia (ohms)');
    grid on;
    datacursormode on;

    guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

    % --- Executes on selection change in EscogerCeldas.
    function EscogerCeldas_Callback(hObject, eventdata, handles)
    % hObject    handle to EscogerCeldas (see GCBO)
    % eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
    % handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

    % Hints: contents = get(hObject,'String') returns EscogerCeldas contents as
    % cell array
    % contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from EscogerCeldas
    fall=get(hObject,'Value');
    handles.fall=fall;

```



```

if fall==2
    set(handles.radiobuttonFT,'enable','on')
    set(handles.radiobuttonZ,'enable','on')
    set(handles.radiobuttonMagnitud,'enable','on')
    set(handles.radiobuttonFase,'enable','on')
    set(handles.radiobuttonMagFas,'enable','on')
    set(handles.radiobuttonReal,'enable','on')
    set(handles.radiobuttonImag,'enable','on')
    set(handles.radiobuttonRealImag,'enable','on')

    graficar(hObject, eventdata, handles);
end

if fall==1
    set(handles.radiobuttonFT,'enable','off')
    set(handles.radiobuttonZ,'enable','off')
    set(handles.radiobuttonMagnitud,'enable','off')
    set(handles.radiobuttonFase,'enable','off')
    set(handles.radiobuttonMagFas,'enable','off')
    set(handles.radiobuttonReal,'enable','off')
    set(handles.radiobuttonImag,'enable','off')
    set(handles.radiobuttonRealImag,'enable','off')

    puntos=handles.puntos;
    maxY=handles.maxY1;
    minY=handles.minY1;
    Z=handles.Z;
    w=handles.w1;
    F=handles.F1;
    posicion=handles.posicion;

    y = [minY,maxY];
    j=handles.puntos;

    magnitudZ=abs(Z);
    cla reset;
    set(handles.axes1,'Visible','on'); % desaparece el axes
    set(handles.axes2,'Visible','off'); % desaparece el axes
    set(handles.axes3,'Visible','off'); % aparece el axes
    axes(handles.axes1);
    loglog(F,magnitudZ,'LineWidth',2);
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Impedancia (ohms)');
    grid on;

    color=cellstr(['red ','magenta','green ','cyan ','yellow ','blue ']);
    result=' ';
    col=1;
    celda=1;
    for k=1:j
        par=rem(k,2);
        if par==0
            m=['Numero m=',num2str(abs(posicion(k-1,1)-posicion(k,1))+1)];
            Banda=['Ancho de Banda= ',num2str(F(posicion(k-1,1),1)), 'Hz-
',num2str(F(posicion(k,1),1)), 'Hz;'];
            result=char(result,['CELDA ',num2str(celda)],[Banda,' ',m],' ');
            hold on;
            axes(handles.axes1)
            loglog(y-y+F(posicion(k-
1,1),1),y,'LineWidth',2,'Color',char(color(col)));
            loglog(y-
y+F(posicion(k,1),1),y,'LineWidth',2,'Color',char(color(col)));
            col=col+1;
            celda=celda+1;
        end
        if col==7
            col=1;
        end
    end
end

```

```

        set(handles.listbox1,'String',result);
    end

    handles.curvaModelo=true;

    guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

    % --- Executes during object creation, after setting all properties.
    function EscogerCeldas_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
    % hObject    handle to EscogerCeldas (see GCBO)
    % eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
    % handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

    % Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
    %         See ISPC and COMPUTER.
    if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
        get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
        set(hObject,'BackgroundColor','white');
    end

    % --- Executes on button press in GuardarPosicion.
    function GuardarPosicion_Callback(hObject, eventdata, handles)
    % hObject    handle to GuardarPosicion (see GCBO)
    % eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
    % handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
    c_info.DataIndex=0;
    dato=0;
    par=1;

    while dato == 0
        dato=c_info.DataIndex;
        dcm_obj = datacursormode(handles.figure1);
        c_info = getCursorInfo(dcm_obj);
    end

    y = [handles.minY1,handles.maxY1];

    handles.puntos=handles.puntos+1;
    j=handles.puntos; %numero de celdas por 2
    handles.posicion(j,1)=dato;
    posicion=handles.posicion;
    w=handles.w1;
    F=handles.F1;

    detener=0;
    par=rem(j,2);
    if par==0
        if posicion(j-1,1)>=posicion(j,1)
            handles.puntos=handles.puntos-2;
            errordlg('Selección Inadecuada de la Celda','ERROR')
            detener=1;
        end
    end

    if detener==0;
        set(handles.axes1,'Visible','on'); % desaparece el axes
        set(handles.axes2,'Visible','off'); % desaparece el axes
        set(handles.axes3,'Visible','off'); % aparece el axes

        color=cellstr(['red ','magenta','green ','cyan ','yellow ','blue ']);
        result=' ';
        col=1;
        celda=1;
        for k=1:j
            par=rem(k,2);
            if par==0
                m=['Numero m=',num2str(abs(posicion(k-1,1)-posicion(k,1))+1)];

```

```

        Banda=['Ancho de Banda= ',num2str(F(posicion(k-1,1),1)), 'Hz-
',num2str(F(posicion(k,1),1)), 'Hz;'];
        result=char(result,['CELDA ',num2str(celda)], [Banda, ' ',m], ' ');
        hold on;
        axes(handles.axes1)
        loglog(y-y+F(posicion(k-
1,1),1),y,'LineWidth',2,'Color',char(color(col)));
        loglog(y-y+F(posicion(k,1),1),y,'LineWidth',2,'Color',char(color(col)));
        col=col+1;
        celda=celda+1;
    end
    if col==7
        col=1;
    end
    end
    set(handles.listbox1,'String',result);
end

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

% --- Executes on button press in Borrar.
function Borrar_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to Borrar (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

puntos=handles.puntos;
maxY=handles.maxY1;
minY=handles.minY1;
Z=handles.Z;
w=handles.w1;
F=handles.F1;
posicion=handles.posicion;

if puntos>0
    par=rem(puntos,2);
    if par~=0
        handles.puntos=handles.puntos-1;
    end
    if par==0
        handles.puntos=handles.puntos-2;
    end
end
end

y = [minY,maxY];
j=handles.puntos;

magnitudZ=abs(Z);
cla reset;
set(handles.axes1,'Visible','on'); % desaparece el axes
set(handles.axes2,'Visible','off'); % desaparece el axes
set(handles.axes3,'Visible','off'); % aparece el axes
axes(handles.axes1);
loglog(F,magnitudZ,'LineWidth',2);
xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Impedancia (ohms)');
grid on;

color=cellstr(['red '; 'magenta'; 'green '; 'cyan '; 'yellow '; 'blue ']);
result=' ';
col=1;
celda=1;
for k=1:j
    par=rem(k,2);
    if par==0
        m=['Numero m=',num2str(abs(posicion(k-1,1)-posicion(k,1))+1)];
        Banda=['Ancho de Banda= ',num2str(F(posicion(k-1,1),1)), 'Hz-
',num2str(F(posicion(k,1),1)), 'Hz;'];
        result=char(result,['CELDA ',num2str(celda)], [Banda, ' ',m], ' ');
    end
end

```

```

        hold on;
        axes(handles.axes1)
        loglog(y-y+F(posicion(k-
1,1),1),y,'LineWidth',2,'Color',char(color(col)));
        loglog(y-y+F(posicion(k,1),1),y,'LineWidth',2,'Color',char(color(col)));
        col=col+1;
        celda=celda+1;
    end
    if col==7
        col=1;
    end
end
set(handles.listbox1,'String',result);
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

function graficar(hObject, eventdata, handles)
grosorlinea=3;
iniT=handles.iniT;
finT=handles.finT;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% FtoZ=1
if handles.FToZ==1
    axes(handles.axes1)
    cla reset
    hold off
    axes(handles.axes2)
    cla reset
    hold off
    axes(handles.axes3)
    cla reset
    hold off

    if handles.MAGoFASE==1 | handles.MAGoFASE==2 | handles.MAGoFASE==4 |
handles.MAGoFASE==5
        set(handles.axes1,'Visible','on'); % aparece el axes
        set(handles.axes2,'Visible','off'); % desaparece el axes
        set(handles.axes3,'Visible','off'); % desaparece el axes
    end
    if handles.MAGoFASE==3 | handles.MAGoFASE==6
        set(handles.axes1,'Visible','off'); % desaparece el axes
        set(handles.axes2,'Visible','on'); % aparece el axes
        set(handles.axes3,'Visible','on'); % aparece el axes
    end
    n=0;
    if handles.curvaMedida==true;
        fil=size(handles.w1);
        columnas=fil(2);
        for j=1:columnas
            n=n+1;
            if n==7;
                n=1;
            end
            if handles.MAGoFASE==1;
                axes(handles.axes1)
                set(handles.axes1,'XScale','log');
                set(handles.axes1,'YScale','linear');
                hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.Db1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',char
(handles.color(n)));
                xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('FT (dB)');
                grid on
            end
            if handles.MAGoFASE==2;
                axes(handles.axes1)
                set(handles.axes1,'XScale','log');
                set(handles.axes1,'YScale','linear');
                hold on

```

```

semilogx(handles.F1(:,j),handles.Ang1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Fase (grados)');
    grid on
end
if handles.MAGoFASE==3;
    axes(handles.axes2)
    set(handles.axes2,'XScale','log');
    set(handles.axes2,'YScale','linear');
    hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.Db1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('FT (dB)');
    grid on
    axes(handles.axes3)
    set(handles.axes3,'XScale','log');
    set(handles.axes3,'YScale','linear');
    hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.Ang1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Fase (grados)');
    grid on
end
if handles.MAGoFASE==4;
    axes(handles.axes1)
    set(handles.axes1,'XScale','log');
    set(handles.axes1,'YScale','linear');
    hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.RealFT1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Real');
    grid on
end
if handles.MAGoFASE==5;
    axes(handles.axes1)
    set(handles.axes1,'XScale','log');
    set(handles.axes1,'YScale','linear');
    hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.ImagFT1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Imaginario');
    grid on
end
if handles.MAGoFASE==6;
    axes(handles.axes2)
    set(handles.axes2,'XScale','log');
    set(handles.axes2,'YScale','linear');
    hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.RealFT1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Real');
    grid on
    axes(handles.axes3)
    set(handles.axes3,'XScale','log');
    set(handles.axes3,'YScale','linear');
    hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.ImagFT1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Imaginario');
    grid on
end

```

```

end
end

if handles.curvaModelo==true;
    fil=size(handles.w2);
    columnas=fil(2);
    for j=1:columnas
        n=n+1;
        if n==7;
            n=1;
        end
        if handles.MAGoFASE==1;
            axes(handles.axes1)
            set(handles.axes1,'XScale','log');
            set(handles.axes1,'YScale','linear');
            hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.Db2(iniT:finT,j),'LineWidth',grosorli
nea,'Color',char(handles.color(n)));
            xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('FT (dB)');
            grid on
        end
        if handles.MAGoFASE==2;
            axes(handles.axes1)
            set(handles.axes1,'XScale','log');
            set(handles.axes1,'YScale','linear');
            hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.Ang2(iniT:finT,j),'LineWidth',grosorl
inea,'Color',char(handles.color(n)));
            xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Fase (grados)');
            grid on
        end
        if handles.MAGoFASE==3;
            axes(handles.axes2)
            set(handles.axes2,'XScale','log');
            set(handles.axes2,'YScale','linear');
            hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.Db2(iniT:finT,j),'LineWidth',grosorli
nea,'Color',char(handles.color(n)));
            xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('FT (dB)');
            grid on
            axes(handles.axes3)
            set(handles.axes3,'XScale','log');
            set(handles.axes3,'YScale','linear');
            hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.Ang2(iniT:finT,j),'LineWidth',grosorl
inea,'Color',char(handles.color(n)));
            xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Fase (grados)');
            grid on
        end
        if handles.MAGoFASE==4;
            axes(handles.axes1)
            set(handles.axes1,'XScale','log');
            set(handles.axes1,'YScale','linear');
            hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.RealFT2(iniT:finT,j),'LineWidth',gros
orlinea,'Color',char(handles.color(n)));
            xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Real');
            grid on
        end
        if handles.MAGoFASE==5;
            axes(handles.axes1)
            set(handles.axes1,'XScale','log');
            set(handles.axes1,'YScale','linear');

```

```

        hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.ImagFT2(iniT:finT,j),'LineWidth',gros
orlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Imaginario');
    grid on
end
if handles.MAGoFASE==6;
    axes(handles.axes2)
    set(handles.axes2,'XScale','log');
    set(handles.axes2,'YScale','linear');
    hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.RealFT2(iniT:finT,j),'LineWidth',gros
orlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Real');
    grid on
    axes(handles.axes3)
    set(handles.axes3,'XScale','log');
    set(handles.axes3,'YScale','linear');
    hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.ImagFT2(iniT:finT,j),'LineWidth',gros
orlinea,'Color',char(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Imaginario');
    grid on
end
end
end

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% FtoZ=2

if handles.FToZ==2
    axes(handles.axes1)
    cla reset
    hold off
    axes(handles.axes2)
    cla reset
    hold off
    axes(handles.axes3)
    cla reset
    hold off

    if handles.MAGoFASE==1 | handles.MAGoFASE==2 | handles.MAGoFASE==4 |
handles.MAGoFASE==5
        set(handles.axes1,'Visible','on'); % aparece el axes
        set(handles.axes2,'Visible','off'); % desaparece el axes
        set(handles.axes3,'Visible','off'); % desaparece el axes
    end
    if handles.MAGoFASE==3 | handles.MAGoFASE==6
        set(handles.axes1,'Visible','off'); % aparece el axes
        set(handles.axes2,'Visible','on'); % desaparece el axes
        set(handles.axes3,'Visible','on'); % desaparece el axes
    end
    n=0;
    if handles.curvaMedida==true;
        fil=size(handles.w1);
        columnas=fil(2);
        for j=1:columnas
            n=n+1;
            if n==7;
                n=1;
            end
            if handles.MAGoFASE==1;
                axes(handles.axes1)
                set(handles.axes1,'XScale','log');
            end
        end
    end
end

```

```

        set(handles.axes1,'YScale','log');
        hold on

loglog(handles.F1(:,j),handles.magnitudZ1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',
,char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Impedancia (ohms)');
        grid on
    end
    if handles.MAGoFASE==2;
        axes(handles.axes1)
        set(handles.axes1,'XScale','log');
        set(handles.axes1,'YScale','linear');
        hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.FaseZ1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',c
har(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Fase (grados)');
        grid on
    end
    if handles.MAGoFASE==3;
        axes(handles.axes2)
        set(handles.axes2,'XScale','log');
        set(handles.axes2,'YScale','log');
        hold on

loglog(handles.F1(:,j),handles.magnitudZ1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color'
,char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Impedancia (ohms)');
        grid on
        axes(handles.axes3)
        set(handles.axes3,'XScale','log');
        set(handles.axes3,'YScale','linear');
        hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.FaseZ1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',c
har(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Fase (grados)');
        grid on
    end
    if handles.MAGoFASE==4;
        axes(handles.axes1)
        set(handles.axes1,'XScale','log');
        set(handles.axes1,'YScale','log');
        hold on

loglog(handles.F1(:,j),handles.RealZ1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',cha
r(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Real');
        grid on
    end
    if handles.MAGoFASE==5;
        axes(handles.axes1)
        set(handles.axes1,'XScale','log');
        set(handles.axes1,'YScale','linear');
        hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.ImagZ1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',c
har(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Imaginario');
        grid on
    end
    if handles.MAGoFASE==6;
        axes(handles.axes2)
        set(handles.axes2,'XScale','log');
        set(handles.axes2,'YScale','linear');
        hold on

```



```

semilogx(handles.F1(:,j),handles.RealZ1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',c
har(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Real');
    grid on
    axes(handles.axes3)
    set(handles.axes3,'XScale','log');
    set(handles.axes3,'YScale','linear');
    hold on

semilogx(handles.F1(:,j),handles.ImagZ1(:,j),'LineWidth',grosorlinea,'Color',c
har(handles.color(n)));
    xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Imaginario');
    grid on
end
end
end

if handles.curvaModelo==true;
    fil=size(handles.w2);
    columnas=fil(2);
    for j=1:columnas
        n=n+1;
        if n==7;
            n=1;
        end
        if handles.MAGoFASE==1;
            axes(handles.axes1)
            set(handles.axes1,'XScale','log');
            set(handles.axes1,'YScale','log');
            hold on

loglog(handles.F2(iniT:finT,j),handles.magnitudZ2(iniT:finT,j),'LineWidth',gro
sorlinea,'Color',char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Impedancia (ohms)');
        grid on
    end
    if handles.MAGoFASE==2;
        axes(handles.axes1)
        set(handles.axes1,'XScale','log');
        set(handles.axes1,'YScale','linear');
        hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.FaseZ2(iniT:finT,j),'LineWidth',grosor
linea,'Color',char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Fase (grados)');
        grid on
    end
    if handles.MAGoFASE==3;
        axes(handles.axes2)
        set(handles.axes2,'XScale','log');
        set(handles.axes2,'YScale','log');
        hold on

loglog(handles.F2(iniT:finT,j),handles.magnitudZ2(iniT:finT,j),'LineWidth',gro
sorlinea,'Color',char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Impedancia (ohms)');
        grid on
        axes(handles.axes3)
        set(handles.axes3,'XScale','log');
        set(handles.axes3,'YScale','linear');
        hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.FaseZ2(iniT:finT,j),'LineWidth',grosor
linea,'Color',char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Fase (grados)');
        grid on
    end
end

```

```

        if handles.MAGoFASE==4;
            axes(handles.axes1)
            set(handles.axes1,'XScale','log');
            set(handles.axes1,'YScale','log');
            hold on

loglog(handles.F2(iniT:finT,j),handles.RealZ2(iniT:finT,j),'LineWidth',grosorl
inea,'Color',char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Real');
        grid on
    end
    if handles.MAGoFASE==5;
        axes(handles.axes1)
        set(handles.axes1,'XScale','log');
        set(handles.axes1,'YScale','linear');
        hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.ImagZ2(iniT:finT,j),'LineWidth',groso
rlinea,'Color',char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Imaginario');
        grid on
    end
    if handles.MAGoFASE==6;
        axes(handles.axes2)
        set(handles.axes2,'XScale','log');
        set(handles.axes2,'YScale','linear');
        hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.RealZ2(iniT:finT,j),'LineWidth',groso
rlinea,'Color',char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Real');
        grid on
        axes(handles.axes3)
        set(handles.axes3,'XScale','log');
        set(handles.axes3,'YScale','linear');
        hold on

semilogx(handles.F2(iniT:finT,j),handles.ImagZ2(iniT:finT,j),'LineWidth',groso
rlinea,'Color',char(handles.color(n)));
        xlabel('Frecuencia (Hz)');ylabel('Imaginario');
        grid on
    end
end
end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

% --- Executes when selected object is changed in uipanel1.
function uipanel1_SelectionChangeFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to the selected object in uipanel1
% eventdata structure with the following fields (see UIBUTTONGROUP)
% EventName: string 'SelectionChanged' (read only)
% OldValue: handle of the previously selected object or empty if none was
selected
% NewValue: handle of the currently selected object
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
if (hObject==handles.radiobuttonFT)
    handles.FToZ=1;
elseif(hObject==handles.radiobuttonZ)
    handles.FToZ=2;
end
guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación
graficar(hObject, eventdata, handles);

% --- Executes when selected object is changed in uipanel2.

```

```

function uipanel2_SelectionChangeFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to the selected object in uipanel2
% eventdata structure with the following fields (see UIBUTTONGROUP)
% EventName: string 'SelectionChanged' (read only)
% OldValue: handle of the previously selected object or empty if none was
selected
% NewValue: handle of the currently selected object
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
if (hObject==handles.radiobuttonMagnitud)
    handles.MAGoFASE=1;
elseif (hObject==handles.radiobuttonFase)
    handles.MAGoFASE=2;
elseif (hObject==handles.radiobuttonMagFas)
    handles.MAGoFASE=3;
elseif (hObject==handles.radiobuttonReal)
    handles.MAGoFASE=4;
elseif (hObject==handles.radiobuttonImag)
    handles.MAGoFASE=5;
elseif (hObject==handles.radiobuttonRealImag)
    handles.MAGoFASE=6;
end

guidata(hObject,handles); %Salvar datos de la aplicación

graficar(hObject, eventdata, handles);

```

VI.4. OptimizarRCparaleloInterWinding

Para calcular la C interwinding con una resistencia de pérdidas.

```

function
resultado=OptimizarRCparaleloInterWi
nding (MedtrafoU,MedtrafoV,MedtrafoW,
indIni,indFin)

%% DESCRIPCIÓN
%funcion para encontrar el valor R y
L que minimiza el error
%a partir de los datos en FdT de una
medida.

%% VARIABLES DE ENTRADA
% - MedTrafoX: estructura de 3
columnas: frecuencia, modulo y fase
de
% la FdT medida pero solo con el
ancho de banda de baja frecuencia de
nbf
% puntos

%% CUERPO DE LA FUNCIÓN

%conversion a admitancia de la FdT
medida
%fase U
mod=10.^(MedtrafoU(:,2)/20);
fase=(pi/180)*MedtrafoU(:,3);
frecU=abs(MedtrafoU(:,1));
FDTTrf=mod.*(cos(fase)+j*sin(fase));

ZTrfU=(49.6)*(1-FDTTrf)./FDTTrf;
%fase V
mod=10.^(MedtrafoV(:,2)/20);
fase=(pi/180)*MedtrafoV(:,3);
frecV=abs(MedtrafoV(:,1));
FDTTrf=mod.*(cos(fase)+j*sin(fase));
ZTrfV=(49.6)*(1-FDTTrf)./FDTTrf;
%fase W
mod=10.^(MedtrafoW(:,2)/20);
fase=(pi/180)*MedtrafoW(:,3);
frecW=abs(MedtrafoW(:,1));
FDTTrf=mod.*(cos(fase)+j*sin(fase));
ZTrfW=(49.6)*(1-FDTTrf)./FDTTrf;

%representación de las impedancias
medidas con sus parametros L y R
%paralelo.
%fase U
YtrfU=1./ZTrfU;
StrfU=imag(YtrfU);
CtrfU=StrfU./(2*pi*frecU);
GtrfU=real(YtrfU);
RtrfU=1./GtrfU;
%fase V
YtrfV=1./ZTrfV;
StrfV=imag(YtrfV);
CtrfV=StrfV./(2*pi*frecV);
GtrfV=real(YtrfV);
RtrfV=1./GtrfV;
%fase W

```

```

YtrfW=1./ZTrfW;
StrfW=imag(YtrfW);
CtrfW=StrfW./(2*pi*frecW);
GtrfW=real(YtrfW);
RtrfW=1./GtrfW;

figure(3);
subplot(2,1,1);
semilogx(frecU,CtrfU,'b',frecV,CtrfV,
'k',frecW,CtrfW,'g');
legend('Ci medida U','Ci medida
V','Ci medida W');
title(strcat('Comparativa modelo vs
medida',' Modulo (dbs) '));
subplot(2,1,2);
semilogx(frecU,RtrfU,'b',frecV,RtrfV,
'k',frecW,RtrfW,'g');
legend('Fase Zmodelada','Fase
Zmedida');
title(strcat('Comparativa modelo vs
medida',' Fase (grados) '));

%reducir los vectores
frecOriginalU=frecU;
frecU=frecU(indIni:indFin);
ZTrfU=ZTrfU(indIni:indFin);
StrfU=StrfU(indIni:indFin);
GtrfU=GtrfU(indIni:indFin);

frecOriginalV=frecV;
frecV=frecV(indIni:indFin);
ZTrfV=ZTrfV(indIni:indFin);
StrfV=StrfV(indIni:indFin);
GtrfV=GtrfV(indIni:indFin);

frecOriginalW=frecW;
frecW=frecW(indIni:indFin);
ZTrfW=ZTrfW(indIni:indFin);
StrfW=StrfW(indIni:indFin);
GtrfW=GtrfW(indIni:indFin);

%aplicar las ecuaciones de
optimizacion
%fase U
numC=sum(StrfU.*(2*pi*frecU).*((abs(
ZTrfU)).^2));
denC=sum((2*pi*frecU.*(abs(ZTrfU)).
^2));
numR=sum((abs(ZTrfU)).^2);
denR=sum(GtrfU.*(abs(ZTrfU)).^2);
CU=(numC/denC);
RU=numR/denR;
CUvector=CU*ones(length(frecU),1);
RUvector=RU*ones(length(frecU),1);

%fase V
numC=sum(StrfV.*(2*pi*frecV).*((abs(
ZTrfV)).^2));
denC=sum((2*pi*frecV.*(abs(ZTrfV)).
^2));
numR=sum((abs(ZTrfV)).^2);
denR=sum(GtrfV.*(abs(ZTrfV)).^2);
CV=(numC/denC);
RV=numR/denR;
CVvector=CV*ones(length(frecV),1);
RVvector=RV*ones(length(frecV),1);

%fase W
numC=sum(StrfW.*(2*pi*frecW).*((abs(
ZTrfW)).^2));
denC=sum((2*pi*frecW.*(abs(ZTrfW)).
^2));
numR=sum((abs(ZTrfW)).^2);
denR=sum(GtrfW.*(abs(ZTrfW)).^2);
CW=(numC/denC);
RW=numR/denR;
CWvector=CW*ones(length(frecW),1);
RWvector=RW*ones(length(frecW),1);

%reconstruccion de la impedancia
modelada Zmod
%fase U
ZmodU=(RU./(complex(1,(CU*RU*2*pi*fr
ecU))));
%fase V
ZmodV=(RV./(complex(1,(CV*RV*2*pi*fr
ecV))));
%fase W
ZmodW=(RW./(complex(1,(CW*RW*2*pi*fr
ecW))));

%comparativa de ZTrfX y ZmodX en una
grafica
moduloMDlU=abs(ZmodU);
moduloZMEDU=abs(ZTrfU);
moduloMDlV=abs(ZmodV);
moduloZMEDV=abs(ZTrfV);
moduloMDlW=abs(ZmodW);
moduloZMEDW=abs(ZTrfW);
faseMDlU=(180/pi)*(angle(ZmodU));
faseZMEDU=(180/pi)*(angle(ZTrfU));
faseMDlV=(180/pi)*(angle(ZmodV));
faseZMEDV=(180/pi)*(angle(ZTrfV));
faseMDlW=(180/pi)*(angle(ZmodW));
faseZMEDW=(180/pi)*(angle(ZTrfW));

figure(1);
subplot(2,1,1);
loglog(frecU,moduloMDlU,'r',frecU,mo
duloZMEDU,'b',frecV,moduloMDlV,'g',f
recV,moduloZMEDV,'k',frecW,moduloMDl
W,'r',frecW,moduloZMEDW,'b');
legend('Z modelada fase W','Z medida
fase W','Z modelada fase V','Z
medida fase V');
title(strcat('Comparativa Módulo
Zmedida vs Zmodelada - fase central
y fase lateral - Modulo (dbs)'));
subplot(2,1,2);
semilogx(frecW,faseMDlU,'r',frecW,fa
seZMEDU,'b',frecV,faseMDlV,'g',frecV
,faseZMEDV,'k',frecW,faseMDlW,'r',fr
ecW,faseZMEDW,'b');
legend('Z modelada fase W','Z medida
fase W','Z modelada fase V','Z
medida fase V');
title(strcat('Comparativa Módulo
Zmedida vs Zmodelada - fase central
y fase lateral - Fase (grados)'));

%comparativa de CX del modelo y el
medido
% el valor de CX medido se obtiene
de cada una de las admitancias Ytrf.

```

```

% Constituye la parte imaginaria de
Ytrf (dividida por la pulsacion w)

figure(2);
subplot(2,1,1);
semilogx(frecU,CUvector*1e9,'r',frec
OriginalU,CtrfU*1e9,'b',frecV,CVvect
or*1e9,'g',frecOriginalV,CtrfV*1e9,'
k',frecW,CWvector*1e9,'r',frecOrigin
alW,CtrfW*1e9,'b');
legend('CU modelo','CU medida','CV
modelo','CV medida');
title(strcat('Comparativa Cmodelado
vs Cmedida - fase central y fase
lateral - (Henrios)'));
subplot(2,1,2);
semilogx(frecU,RUvector/1e3,'r',frec
OriginalU,RtrfU/1e3,'b',frecV,RVvect
or/1e3,'g',frecOriginalV,RtrfV/1e3,'
k',frecW,RWvector/1e3,'r',frecOrigin
alW,RtrfW/1e3,'b');
legend('RU modelo','RU medida','RV
modelo','RV medida');
title(strcat('Comparativa Rmodelado
vs Rmedida - fase central y fase
lateral - (Ohmnios)'));

%obtencion del error porcentual para
las impedancias Z.
eZU=0;
eZV=0;
eZW=0;

for i=1:1:length(frecU)
    e=(abs(ZTrfU(i)-
ZmodU(i))/(abs(ZTrfU(i))));
    if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor a 1 en
cada punto
        eZU=eZU+e;
    else
        eZU=eZU+1;
    end
end
eZU=eZU*100/i;

for i=1:1:length(frecV)
    e=(abs(ZTrfV(i)-
ZmodV(i))/(abs(ZTrfV(i))));
    if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
        eZV=eZV+e;
    else
        eZV=eZV+1;
    end
end
eZV=eZV*100/i;

for i=1:1:length(frecW)
    e=(abs(ZTrfW(i)-
ZmodW(i))/(abs(ZTrfW(i))));
    if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
        eZW=eZW+e;
    else
        eZW=eZW+1;
    end
end

end
eZW=eZW*100/i;

%obtencion del error porcentual para
la capacidad C.
eCU=0;
eCV=0;
eCW=0;
for i=1:1:length(frecU)
    e=(abs(CtrfU(i)-
CU))/(abs(CtrfU(i))));
    if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
        eCU=eCU+e;
    else
        eCU=eCU+1;
    end
end
eCU=eCU*100/i;

for i=1:1:length(frecV)
    e=(abs(CtrfV(i)-
CV))/(abs(CtrfV(i))));
    if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
        eCV=eCV+e;
    else
        eCV=eCV+1;
    end
end
eCV=eCV*100/i;

for i=1:1:length(frecW)
    e=(abs(CtrfW(i)-
CW))/(abs(CtrfW(i))));
    if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
        eCW=eCW+e;
    else
        eCW=eCW+1;
    end
end
eCW=eCW*100/i;

%obtencion del error porcentual para
las resistencias R.
eRU=0;
eRV=0;
eRW=0;
for i=1:1:length(frecU)
    e=(abs(RtrfU(i)-
RU))/(abs(RtrfU(i))));
    if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
        eRU=eRU+e;
    else
        eRU=eRU+1;
    end
end
eRU=eRU*100/i;

for i=1:1:length(frecV)

```

```

    e=(abs(RtrfV(i)-
RV))/(abs(RtrfV(i)));
    if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
        eRV=eRV+e;
    else
        eRV=eRV+1;
    end
end
eRV=eRV*100/i;

for i=1:1:length(frecW)
    e=(abs(RtrfW(i)-
RW))/(abs(RtrfW(i)));
    if e<1 %con esta condicion se
impide que el error sea mayor al
100% en cada punto
        eRW=eRW+e;
    else
        eRW=eRW+1;
    end
end
eRW=eRW*100/i;

%se crean los vectores con los datos
dataC=[CU;CV;CW];
maxCtrf=[max(CtrfU);max(CtrfV);max(C
trfW)];
minCtrf=[min(CtrfU);min(CtrfV);min(C
trfW)];

dataR=[RW;RV;RW];
maxRtrf=[max(RtrfU);max(RtrfV);max(R
trfW)];
minRtrf=[min(RtrfU);min(RtrfV);min(R
trfW)];

dataeZ=[eZU;eZV;eZW];
dataeC=[eCU;eCV;eCW];
dataeR=[eRU;eRV;eRW];

resultado=[dataC,maxCtrf,minCtrf,dat
aR,maxRtrf,minRtrf,dataeZ,dataeC,dat
aeR];

```